NUMERI 5-6 - 7-8

FASCICOLO BIMESTRALE
Spedizione in abbonamento postale - Gruppo Secondo

MARZO - APRILE 1944 - XXII

ANNO XVI

QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

LIRE VENTI

RIVISTA QUINDICINALE DI RADIOTECNICA

Direzione, Amministrazione: Milano, Via Senato 24, Telefono 72.908
Conto corrente postale n. 3/24227

Abbonamento annuo L. 100 - Semestrale L. 55
Un fascicolo separato L. 5. Questo numero doppio L. 10. Estero il doppio

SOMMARIO

Il calcolo e il progetto dei trasformatori di alimentazione

dott. ing. DONATO PELLEGRINO (2566)

Partendo dalle formole generali dell'elettrotecnica si deducono quelle relative al calcolo dei trasformatori, accennando la teoria per il calcolo economico dei trasformatori e formole relative, come pure la teoria geometrica delle macchine simili.

Si sviluppa il progetto dei trasformatori di serie ordinati secondo la potenza, quindi indipendentemente dai valori dei parametri tensione/corrente, bensì soltanto in funzione del valore del loro prodotto.

A conclusione di questa teoria si suggerisce ai costruttori una tabella riassuntiva dei « normali trasformatori », ordinati secondo la potenza, contenente ordinatamente tutti i dati dei singoli trasformatori e le formole relative. Così sono ottenuti: la potenza reattiva a vuoto di c. c.; le perdite nel ferro e nel rame; la corrente a vuoto, il fattore di potenza ed il rendimento.

Successivamente è sviluppato il calcolo dei dadi di avvolgimento: numero delle spire; sezione e diametro dei conduttori; cadute di tensione ohmiche e reattive nel primario e nel secondario; tensioni e correnti nei vari avvolgimenti. Infine è fatta la verifica dell'ingombro, e del coefficiente di costipamento.

Anche qui è suggerita ai costruttori una tavola riassuntiva detta dei « normali avvolgimenti », contenente i dati di avvolgimento e le formole relative adoperate per ottenerli, per tutti i trasformatori di determinato tipo e potenza che si ottengono variando i parametri « tensione/corrente ».

A complemento delle considerazioni di ordine generale sono eseguiti, a titolo di esempio, i calcoli completi di tre trasformatori di potenza gradatamente crescente; i risultati sono ordinatamente disposti nelle relative tabelle, sicchè queste assumono un significato pratico evidente.

PARTE I.

DIMENSIONAMENTO DEL TRASFORMATORE

§ 1. DATI DI TARGA.

Tutte le macchine elettriche sono fornite di una targa nella quale sono segnati i dati più importanti della macchina stessa. Nel caso dei trasformatori di alimentazione, che delle macchine elettriche hanno tutte le caratteristiche, compaiono fra i dati di targa i volt-ampere (*V.A.*) e il rendimento; mentre dovrebbe essere anche indicato il fattore di potenza a pieno carico ohmico.

I *V.A.*, com'è noto, sono il prodotto della tensione applicata al primario e della corrente assorbita dalla li-

nea a pieno carico; essi costituiscono la potenza di targa.

Il fattore di potenza è un fattore di riduzione della potenza di targa, dovuto allo sfasamento della corrente rispetto alla tensione per effetto della corrente a vuoto assorbita dal trasformatore e della potenza reattiva, generata dal flusso disperso.

Chiamando W_1 la potenza reale che il trasformatore assorbe dalla linea, si ha ovviamente:

$$W_1 = V_1 I_1 \cos \varphi_1 \qquad (1)$$

in cui φ_1 rappresenta l'angolo di sfasamento fra la corrente assorbita dal primario e la tensione di alimentazione.

Poichè non tutta la potenza reale W_1, assorbita dal primario si trasferisce nel secondario, a causa delle perdite nel ferro (isteresi magnetica e correnti di Faucoult) e delle perdite nel rame (effetto Joule), si definisce rendimento il rapporto fra la potenza resa e quella assorbita; ovvero:

$$n = \frac{W_2}{W_1} \qquad (2)$$

Supposto quindi che un trasformatore targato con 2000 *V.A.*, abbia un fattore di potenza di 0,8 ed un rendimento di 0,96, si deduce ovviamente che la potenza resa al secondario è:

$$2000 \times 0{,}96 \times 0{,}8 = 1530 \qquad \text{(Watt)}$$

Il fattore di potenza segnato nella targa della macchina è valido soltanto per carichi ohmici; se il carico è induttivo, come mostrano i diagrammi (a) e (b) della

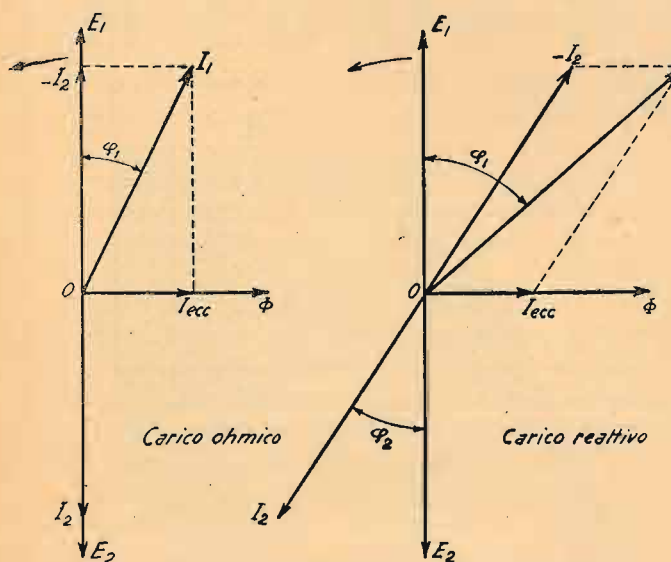



Fig. 1 Diagramma del trasformatore

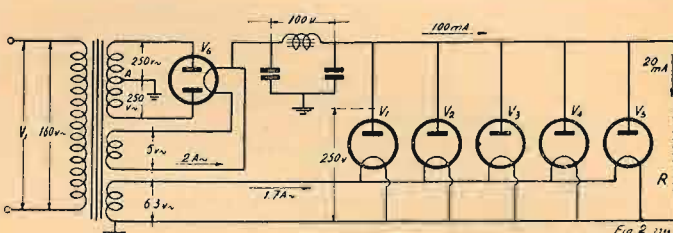
figura (1), il fattore di potenza effettivo non coincide più con quello di targa.

Il diagramma (*a*) è stato tracciato per il caso di un carico ohmico, come si verifica per gli apparecchi radio; il diagramma (*b*) vale invece nel caso di un carico reattivo.

Non crediamo opportuno soffermarci nella spiegazione dei diagrammi, che d'altronde è ovvia; soltanto vogliamo chiarire che un dato fondamentale per tracciare il diagramma di un trasformatore è la corrente erogata dal secondario (carico) che perciò si suppone nota a priori.

§ 2. Calcolo dei *V. A.*

Sebbene si intenda dare ai successivi sviluppi una veste di massima generalità, si preferisce — a scopo di maggior chiarezza — riferirsi a un caso pratico, quale per esempio il progetto di un trasformatore per l'ali-

mentazione di un ricevitore di sei valvole così composto: A. F.; M. F.; B. F.; convertitrice, preamplificatrice e raddrizzatrice.

Stabilito il tipo delle valvole che si desidera adoperare, si leggono nei listini forniti dalle case costruttrici le correnti anodiche e di griglia schermo assorbite dalle stesse alla tensione corrispondente, che qui si assume di 250 volt. Supposto che la corrente totale assorbita sia di 100 mA., di cui 80 mA. dalle valvole e 20 mA. da eventuali partitori risultanti dallo schema dell'apparecchio, è buona pratica assumere la tensione alternata del secondario ad alta tensione, uguale a quella continua raddrizzata; cioè: 250 + 250 volt.

Volendo viceversa eseguire un calcolo esatto (che esorbita dal presente studio, facendo esso parte del calcolo del raddrizzatore), e supposto che la resistenza del dinamico sia per esempio 1000 Ω, risulta che la caduta ohmica nella bobina di arresto è:

$$1000 \times 100 \times 10^{-3} = 100 \qquad \text{(volt)}$$

La tensione raddrizzata totale risulta quindi di:

$$100 + 250 = 350 \qquad \text{(volt)}$$

Dalle curve caratteristiche della valvola fornite dalla casa costruttrice si ricava la tensione alternata corrispondente, per la quale occorrerà progettare il secondario di A. T.. La qual cosa qui si trascura.

Al nodo *A* (fig. 2) concorrono entrambe le correnti raddrizzate nelle due alternanze; da un esame superficiale del circuito apparrebbe che il valore efficace delle correnti erogate dalle due sezioni dell'avvolgimento di A. T. durante due alternanze consecutive, sia uguale a quello della corrente continua. Tuttavia il fenomeno è molto più complesso, e soltanto un cal-

colo esatto potrà stabilire il valore del rapporto:

$$k = \frac{I_{eff}}{I_{cc}} \qquad (3)$$

Anche il calcolo del coefficiente *k* esorbita le premesse, perciò si assume senz'altro un valore praticamente accettabile, e cioè:

$$k = 0{,}9$$

Sicchè la corrente efficace nel secondario di A. T. del trasformatore diventa:

$$I_{eff} = 90 \qquad \text{(mA.)}$$

E la potenza erogata:

$$W_{AT} = (250 + 250) \times 90 \times 10^{-3} = 45 \qquad \text{(Vatt)}$$

Adoperando valvole con accensione di 6,3 volt, e con un consumo normale di 300 mA. per le valvole di A. e B. frequenza, salvo il petondo finale che assorbe 500 mA., si ha un consumo totale di:

$$W_{acc} = 6{,}3 \times 1{,}7 = 10{,}70 \qquad \text{(Watt)}$$

Il consumo per l'accensione della raddrizzatrice è normalmente 10 Watt; aggiungendo infine 10 watt ancora per le lampade illuminatrici del quadrante, per la lampada della sintonia visiva e per altre esigenze varie, risulta un consumo totale di 76 watt circa.

Ammettendo un rendimento di 0,8, la potenza assorbita dalla linea risulta:

$$W_1 = \frac{76}{0{,}8} = 95 \qquad \text{(Watt)}$$

Ammettendo — sempre in linea di prima approssimazione, salvo verifica — un fattore di potenza di 0,95, si ricava la potenza totale di targa, ovvero la potenza in base alla quale bisognerà dimensionare il trasformatore, nel seguente modo:

$$E\,I = \frac{95}{0{,}95} = 100 \qquad \text{(V.A.)}$$

§ 3. Calcolo delle dimensioni generali.

Dall'elettrotecnica generale si sa che la relazione che lega la f.e.m. e il flusso è la seguente:

$$E = 4{,}44\, f\, N_1\, \Phi\, 10^{-8} \qquad (4)$$

in cui E è il valore efficace della f.e.m. espressa in volt, mentre Φ è il valore massimo del flusso, espresso in linee per cmq.

Moltiplicando ambo i termini della relazione (4) per I, si ha ovviamente:

$$E\,I = 4{,}44\, f\, N_1\, \Phi\, I\, 10^{-8} \qquad \text{(V.A.)} \qquad (5)$$

Indicando con B l'induzione massima; con S_f la sezione netta del ferro; con σ la densità di corrente nel rame e con s_1 la sezione del conduttore, risulta:

$$\Phi = B\, S_f \qquad (6)$$

$$I = \sigma\, s_1 \qquad (7)$$

Sostituendo le relazioni (6) e (7) nella relazione (5), si deduce ovviamente:

$$E\,I = 4{,}44\, f\, \sigma\, B\, S_f\, (N_1\, s_1)\, 10^{-8} \qquad \text{(V.A.)} \qquad (8)$$

Si supponga per il momento di avere un trasformatore fornito di due soli avvolgimenti: il primario ed il secondario. Dall'elettrotecnica generale è noto che se I_1 ed I_2 sono le correnti a pieno carico, si ha (1):

$$\frac{N_1}{N_2} \cong \frac{I_2}{I_1} \qquad (9)$$

Dalla relazione (9) risulta che in un trasformatore a pieno carico si verifica con buona approssimazione che le amperspire secondarie sono uguali a quelle primarie. Infatti la relazione (9) può essere ovviamente posta sotto la seguente forma:

$$N_1\, I_1 = N_2\, I_2 = N\, I \qquad (10)$$

Chiamando s_1 *ed* s_2 le sezioni degli avvolgimenti e σ la densità di corrente, si ha:

$$I_1 = \sigma\, s_1; \qquad I_2 = \sigma\, s_2 \qquad (11)$$

Infine, sostituendo le formole (11) nella relazione (10), si conclude:

$$N_1\, s_1 = N_2\, s_2 = N\, s \qquad (12)$$

La relazione (12) ha un significato notevolissimo ed è necessario approfondirlo, poichè esso è fondamentale per il calcolo dei trasformatori. Si supponga infatti di sezionare il trasformatore con un piano parallelo a quello della laminazione, com'è mostrato nella figura 3.

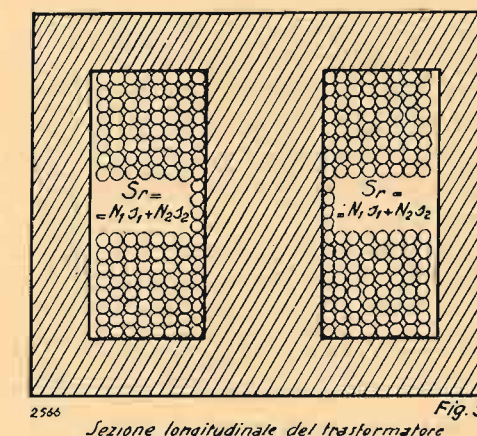



Fig. 3 Sezione longitudinale del trasformatore

Dall'esame di questa risulta immediatamente che il prodotto $S_1 = N_1\, s_1$ rappresenta la sezione totale del

---

(1) La relazione esatta è la seguente:

$$(N_1 I_1)^2 = (N_2 I_2)^2 + (N_1 I_0)^2 \qquad \text{(9 bis)}$$

in cui I_0 è la corrente a vuoto della macchina; assumendo in linea di prima approssimazione per la corrente a vuoto il 15% di quella a pieno carico, si ha ovviamente:

$$(N_1 I_1)^2 (1 - 0{,}15^{-2}) = (N_2 I_2)^2$$

Risolvendo, si deduce immediatamente la seguente relazione corretta: $0{,}99 \dfrac{N_1}{N_2} = \dfrac{I_2}{I_1}$

rame primario; analogamente $S_2 = N_2 s_2$ rappresenta la sezione totale del rame secondario. La relazione (12) deve essere interpretata nel senso che, qualunque siano i parametri tensione/corrente che si assumono per il trasformatore da progettare, dovrà sempre verificarsi con grande approssimazione (maggiore dell'1%) che la sezione totale del rame secondario deve essere uguale a quella totale del rame primario.

Si può scrivere quindi:

$$S_1 = S_2 = S \qquad (13)$$

Chiamando S_r la sezione totale del rame che riempie una sola finestra, si ha ovviamente:

$$S_r = S_1 + S_2 = 2 S_1 = 2 N_1 s_1 \qquad (14)$$

Qualora il trasformatore abbia più avvolgimenti secondari, la relazione (10) deve essere interpretata nel senso che le amperspire del primario risultano uguali alla somma delle amperspire di tutti i secondari; cioè

$$N_1 I_1 = N_2' I_2' + N_2'' I_2'' + N_2''' I_2''' + ... \qquad (15)$$

Analogamente, le relazioni (12) e (13) si modificano nel seguente modo:

$$N_1 s_1 = N_2' s_2' + N_2'' s_2'' + N_2''' s_2''' + \ldots\ldots \qquad (16)$$

$$S_1 = S_2' + S_2'' + S_2''' + \ldots\ldots \qquad (17)$$

Da quest'ultima relazione si deduce che la relazione (14) rimane perfettamente valida anche nel caso più generale di un trasformatore fornito di più avvolgimenti, e si conferma ancora una volta il suo valore generale.

Dalle relazioni (8) e (14) si deduce ovviamente:

$$E\, I = 2{,}22\, f\, \sigma\, B\, S_f\, S_r \,.\, 10^{-8} \qquad (18)$$

La densità di corrente σ e l'induzione B rappresentano i valori «dell'utilizzazione» elettrica e magnetica. Esse influiscono in modo opposto sulla bontà del trasformatore e sul costo; scegliendo per esse valori più elevati si ottengono trasformatori più economici, ma più scadenti. E viceversa.

Assumendo per questi parametri i valori normali, e cioè:

$$\sigma = 2{,}5\ A./mmq.$$

$$B = 10.000\ linee/cmq.$$

ed esprimendo la S_r in cmq., la relazione (18) diventa per la frequenza industriale di 42 periodi:

$$S_r\, S_f = 0{,}4289\, E\, I \qquad (19)$$

§ 4. Teoria geometrica delle macchine simili.

La relazione (19) è fondamentale per il calcolo dei trasformatori; essa esprime anche un concetto fisicamente importante, che sta alla base della teoria geometrica delle macchine elettriche: «in un trasformatore la potenza nominale è proporzionale alla quarta potenza di una dimensione lineare».

Detta η la dimensione generica del trasformatore, si ha:

$$\eta = k \sqrt[4]{E\, I} \qquad (20)$$

in cui k è un coefficiente numerico che dipende soltanto dalla frequenza e dall'utilizzazione (σ e B).

Per due trasformatori di potenza diversa si ha ovviamente:

$$\eta_2 = \eta_1 \sqrt[4]{\frac{(E\, I)_2}{(E\, I)_1}} \qquad (21)$$

L'importanza di questo risultato per il costruttore è evidente; avendo già a disposizione — per esempio — un trasformatore per 100 VA., e volendo costruirne uno per 400 VA., risulta immediatamente dalla formola (21) che il rapporto fra le dimensioni lineari dovrà essere:

$$\eta_2 = \eta_1 \sqrt[4]{\frac{400}{100}} = 1{,}41\ \eta_1$$

oppure:

$$x_2 = x_1 \sqrt[4]{\frac{400}{100}} = 1{,}41\ x_1$$

Ciò significa che bisognerà moltiplicare per 1,41 il diametro del rame, lo spessore del pacco, la larghezza del ferro, l'altezza e la larghezza della finestra per avere un nuovo trasformatore che abbia le stesse caratteristiche elettriche del campione, ma una potenza di targa di 400 VA.; un nuovo trasformatore il quale, per σ e B costanti, abbia in grosso modo le medesime perdite reali per chilogrammo, e reattive per VA.; infine con buona approssimazione il medesimo rendimento e fattore di potenza.

Concludendo: dovendosi progettare un trasformatore simile a un campione preesistente si adopererà la formola (21); dovendosi progettare un nuovo trasformatore si adopererà la formola (19).

§ 5. Economia della costruzione.

Dalla relazione (19) si deduce che un trasformatore avente una determinata potenza di targa — qualunque siano i parametri «tensione/corrente» previsti per esso — può essere progettato in infiniti modi, pur variando di poco le sue caratteristiche elettriche. Sorge quindi spontanea la domanda: quale fra le infinite coppie di valori $S_r\ S_f$ che soddisfano la relazione (19) conviene scegliere?

Evidentemente quella che rende minimo il costo della macchina.

Se R è il costo di un chilogrammo di rame ed F quello di un chilogrammo di ferro; λ_r la lunghezza della spira media; λ_f la lunghezza della linea di forza media; 8,9 e 7,8 il peso specifico, rispettivamente del rame e del ferro, risulta per il costo C della macchina seguente relazione:

$$C = 8{,}9\, R\, \lambda_r\, S_r \,.\, 10^{-3} + 7{,}8\, F\, \lambda_f\, S_f \,.\, 10^{-3} \qquad (22$$

Questa funzione assume il valore minimo quando la sua derivata è zero; ossia quando si ha:

$$\frac{d\, C}{d\, S_r} = 0$$

Eseguendo detta derivata si ottiene:

$$8{,}9\, R\, \lambda_r + 7{,}8\, F\, \lambda_f\, \frac{d\, S_f}{d\, S_r} = 0 \qquad (23)$$

Ricavando la $\frac{d\, S_f}{d\, S_r}$ dalla relazione (19), che può mettersi sotto la seguente forma:

$$S_r\, S_f = Q \qquad (24)$$

si ha:

$$\frac{d\, S_f}{d\, S_r} = -\frac{Q}{S_r^2} \qquad (25)$$

Sostituendo il valore della derivata che compare in quest'ultima relazione nella relazione (23) e risolvendo risulta:

$$S_r^2 = \frac{7{,}8\, F\, \lambda_f\, Q}{8{,}9\, R\, \lambda_r} \qquad (26)$$

Tenendo presente nuovamente la relazione (24) si deduce finalmente:

$$\frac{S_r}{S_f} = \frac{7{,}8\, F\, \lambda_f}{8{,}9\, R\, \lambda_r} \qquad (27)$$

Poichè in linea di prima approssimazione si può ritenere — salvo verifica — $\lambda_r \cong \lambda_f$, la relazione (27) si semplifica e diventa:

$$\frac{S_r}{S_f} = \frac{7{,}8\, F}{8{,}9\, R} \qquad (28)$$

La formola (27) dice ovviamente che il trasformatore più economico è quello per cui si verifica che il costo del rame risulta uguale a quello del ferro.

Nella pratica il calcolo dei trasformatori si esegue assumendo «a priori» un valore prestabilito del rapporto $\frac{S_r}{S_f}$; dalle costruzioni elettromeccaniche è noto che si può far variare questo rapporto entro limiti sufficientemente vasti, senza che il costo della macchina risulti notevolmente influenzato (2). Perciò più che dal calcolo economico, la scelta del rapporto rame/ferro si esegue, entro determinati limiti, in base ad altre considerazioni pratiche.

In un trasformatore — per esempio — che debba funzionare per lungo tempo a vuoto (come avviene nel caso di un trasformatore-luce, che eroga soltanto nelle ore serali) è preferibile — allo scopo di ridurre le perdite nel ferro — adoperare molto rame, quindi scegliere un elevato rapporto rame/ferro. Opposto è naturalmente il caso in cui il trasformatore è destinato a funzionare sempre a pieno carico, come avviene per i trasformatori di alimentazione degli apparecchi radio-riceventi, con stadio finale funzionante in classe A, per i quali si preferisce adoperare molto ferro, scegliendo un basso rapporto $\frac{S_r}{S_f}$.

Nella pratica i valori che si danno al rapporto rame/ferro variano fra 0,3 ÷ 0,6; dovendosi progettare un normale trasformatore — come risulta da quanto si è già detto — è consigliabile scegliere 0,4.

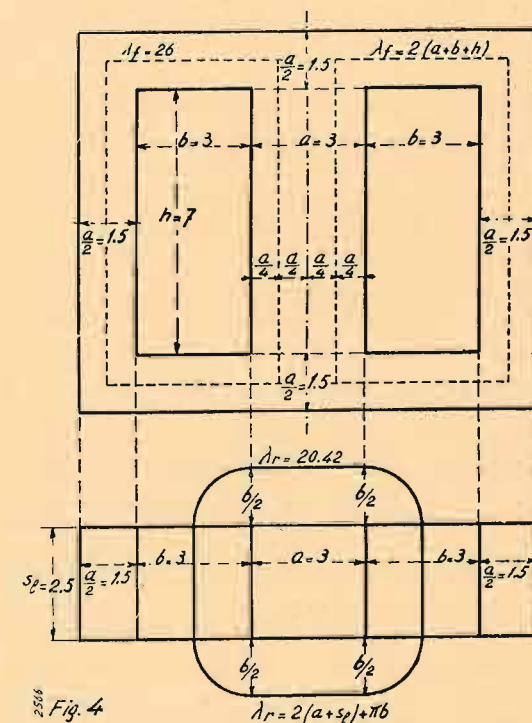
(2) Questo è vero con i prezzi ante-guerra.

§ 6. Caso del trasformatore di alimentazione in progetto.

Nei paragrafi precedenti si è trattato il problema da un punto di vista generale; le conclusioni alle quali si è giunti valgono specialmente per i trasformatori industriali di grande potenza, per i quali è possibile eseguire un progetto ex-novo. Nel caso degli apparecchi radio ciò non è possibile, perchè i lamierini vengono acquistati dal commercio e non costruiti in base ai dati forniti dal progettista.

Ciò comporta praticamente che la sezione del rame è già fissata «a priori» e può variare soltanto di pochissimo; cioè a seconda del coefficiente di riempimento che il costruttore è in grado di realizzare e dell'isolamento desiderato.

Il coefficiente di riempimento, com'è noto, è il rapporto fra la sezione totale del rame e quella della finestra. Esso varia fra 0,3 ÷ 0,35.

Fig. 4

Rimandando ai prossimi paragrafi il calcolo di verifica del coefficiente di riempimento, si assume qui, per prudenza, il valore minimo di 0,3; sicchè la sezione del rame, detta S_{f1} quella della finestra, risulta:

$$S_r = 0{,}3\, S_{f1} \qquad (29)$$

Proseguendo quindi il calcolo del trasformatore interrotto nei paragrafi 3, 4 e 5, nei quali si sono de-

dotte soltanto considerazioni di ordine generale, si supponga di avere a disposizione un lamierino le cui dimensioni siano per esempio quelle risultanti dalla figura 4.

La sezione della finestra è allora:

$$S_{f1} = h' \times b$$

$$S_{f1} = 7 \times 3 = 21 \qquad \text{(cmq.)}$$

La sezione del rame, calcolata con la formola (29) risulta quindi:

$$S_r = 0,3 \times 21 = 6,3 \qquad \text{(cmq)}$$

La sezione del ferro calcolata mediante la relazione (19) risulta (3):

$$S_f = \frac{0,4289 \times 100}{6,30} = 6,80 \qquad \text{(cmq.)}$$

Poichè la larghezza *a* del nucleo è 3 cm. lo spessore del pacco risulta:

$$s = \frac{6,80}{3} = 2,25 \qquad \text{(cm.)}$$

Concedendo il 10% per l'isolamento fra i lamierini, lo spessore lordo diventa:

$$s_1 = 2,25 \times 1,10 = 2,50 \qquad \text{(cm).}$$

Supponendo di adoperare lamierini da 0,5 mm., il numero dei lamierini risulta:

$$N_1 = \frac{2,25}{0,5} \times 10 = 45$$

(*Continua*).

(3) La relazione (9), come già si è detto, è approssimata in quanto in essa si trascura la corrente a vuoto del trasformatore. Volendo tenerne conto si scriverà:

$$N_1^2 I_1^2 = N_2^2 I_2^2 + N_1^2 I_o^2$$

Supponendo la corrente a vuoto il 15% di quella a pieno carico (vedasi Nota 1), si ha successivamente:

$$N_2 s_2 = 0,99 N_1 s_1$$

$$S_r = N_1 s_1 + N_2 s_2 = N_1 s_1 + 0,99 N_1 s_1$$

$$S_r = 1,99 N_1 s_1$$

Da quest'ultima espressione risulta, infine:

$$N_1 s_1 = \frac{S_r}{1,99} \qquad \text{(14 bis)}$$

Sostituendo la relazione (14 bis) nella relazione (19) si ha la formola corretta:

$$S_r S_f = 0,432 E I \qquad \text{(19 bis)}$$

che può essere assunta per un calcolo di maggiore approssimazione.

Moltissimi lettori ci richiedono i fascicoli del 1938 che contenevano gli articoli dell'Ing. Mario Gilardini « La media frequenza vista dal matematico » e « La media frequenza vista nella pratica ».

Essendo detti numeri della rivista esauriti, dal prossimo fascicolo inizieremo la ristampa di questo interessantissimo studio sui « Problemi della media frequenza » certi di fare cosa gradita a tutti i nostri lettori.

Sul prossimo numero appariranno fra altri notevoli articoli, la seconda parte di: « Calcolo e progetto dei trasformatori di alimentazione » del dott. Ing. D. Pellegrino:

« L'emissione elettrodica dei catodi » - dott. Ing. Borsellino;

« Il comportamento dei tubi elettronici nel campo delle Onde corte » - dott. ing. G. Gaiani.

e per i costruttori dilettanti:

Ing. Piasentin - **« Origine e teoria del cambiamento di frequenza nei radioricevitori »** — G. Coppa: **« Due ricevitori bivalvolari »** — G. Termini: **« Il comando unico nei ricevitori a cambiamento di frequenza ».**

UNA INTERESSANTE APPLICAZIONE DELLE ONDE ULTRACORTE

La determinazione del punto in coordinate iperboliche

dr. ing. PAOLO ANDRIETTI (2667/9)

Viene descritto un nuovo sistema di radiofari ad onde ultracorte, recentemente sviluppato, che permette di fare il punto con molta rapidità ed approssimazione in una vasta regione, che può abbracciare anche qualche milione di kmq.

Notevole è anche l'applicazione dei tubi a raggi catodici ed in particolare il tracciamento su di essi, di scale o suddivisioni di riferimento ottenute per via elettrica.

PREMESSA: *Principio di funzionamento.*

E' noto dalla geometria che: « Il luogo dei punti equidistanti da due punti fissi, è un'iperbole. I due punti fissi considerati, sono i fuochi della iperbole ».

Consideriamo ora (fig. 1) che due cannoni sparino contemporaneamente da due punti A e B.

Un osservatore udirà i due colpi con un ritardo proporzionale alla differenza delle distanze che lo separano da A e B, siano a e b.

Per la proprietà sopra ricordata, a parità di distanza a-b, cioè a parità di intervallo tra la percezione dei colpi dei due cannoni, sapremo di trovarci su una data iperbole, avente i fuochi in A e B.

In particolare, i due colpi vengono uditi contemporaneamente in tutti i punti della retta (iperbole degenere), asse del segmento A B.

Nella fig. 1 sono segnati i valori di ritardo corrispondenti alle varie iperboli (si suppone che i colpi sparati dai due cannoni siano identici e perciò se ne misura l'intervallo con cui sono ricevuti senza determinare quale sia quello udito prima).

Per levare l'ambiguità tra le due iperboli corrispondenti ad ugual ritardo, supponiamo di far partire il colpo in B, dopo 8 secondi che è stato sparato quello in A. In tal modo il ritardo tra la percezione dei due colpi varierà tra un secondo (semiretta con inizio in B) e 15 secondi (semiretta con inizio in A), e, per un dato ritardo, sarà determinata in modo univoco l'iperbole su cui si fa l'ascolto (fig. 2).

Supponiamo ora (fig. 3) di stabilire un'altra coppia di cannoni, il cui suono sia distinguibile dai primi due, siano C e D (nella figura le rette AB e CD sono perpendicolari, ma questa condizione non è necessaria).

Potremo così tracciare una seconda famiglia di iperboli relativa alla ricezione dei due colpi in C e D.

Giova accennare che uno dei due cannoni può essere comune alle due coppie.

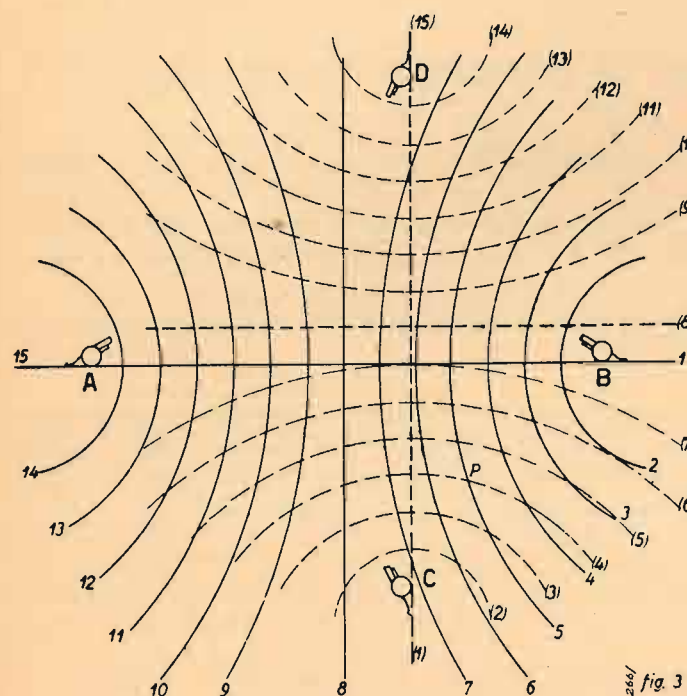
Avremo così un sistema di coordinate iperboliche atte a determinare in modo univoco la posizione di un punto P: nella fig. 3 esso si trova sulla iperbole (5) della prima famiglia e (4) della seconda famiglia.

In conclusione un complesso di 4 (eventualmente 3) sorgenti sonore ad impulsi opportunamente sincronizzate, ed un dispositivo (contasecondi) atto a misurare il ritardo nella ricezione dei suoni emessi, permettono di determinare la posizione di un punto dal quale le sorgenti sonore sopraddette possano essere udite.

APPLICAZIONE NEL CAMPO RADIOELETTRICO.

Quanto è stato sopra esposto, può senz'altro essere tradotto in un altro sistema fuori del campo acustico,

ad es. potrebbe essere portato nel campo ottico bastando sostituire alle sorgenti sonore ad impulsi (i cannoni) delle sorgenti luminose pure ad impulsi.

fig. 3

Una pratica applicazione si può avere con l'uso di trasmittenti radioelettriche ad impulsi, opportunamente sincronizzate.

Supponiamo che *A* e *B* siano distanti 300 km. (fig. 4) Un impulso radioelettrico, emesso dalla trasmittente posta in *A*, arriverà in *B* dopo un millesimo di secondo (1 ms.).

Analogamente a quanto visto prima l'emittente in *B* lancerà il suo impulso qualche tempo che gli è giunta l'emissione proveniente da *A*. Per le ragioni che vedremo nel capitolo successivo, fissiamo il ritardo dell'emissione di *B* rispetto ad *A* in 3 ms.

Potremo così tracciare una serie di iperboli, luogo dei punti relativi ad un dato ritardo nella ricezione di *B* rispetto ad *A*, che nell'esempio sopraesposto varia tra 2 e 4 ms.

Nella figura sono tracciate le iperboli relative a ritardi nella ricezione di 2, —2, 1—2, 2— ecc. ms. corrispondenti ad una equidistanza, sulla congiungente *AB*, di 15 km.

Una terza trasmittente *C*, situata in modo tale che *AC* e *AB* siano all'incirca perpendicolari, creerà, insieme con *A*, una famiglia di iperboli il cui andamento è stato segnato a tratti nella figura.

Supponiamo, per comodità che anche la base *AC* sia di 300 km., e che l'emissione in *C* avvenga dopo 5 ms. rispetto a quella in *A*. In tal modo la seconda famiglia di iperboli corrisponderà a ritardi variabili tra 4 e 6 ms. sempre superiori quindi a quelli della prima famiglia. In altre parole, in qualsiasi punto del piano, udiremo prima il segnale di *A*, poi quello di *B* ed infine quello di *C*, e misurati gli intervalli: segnale *A* - segnale *B*, e segnale A - segnale *C*, sempre positivi e compresi rispettivamente tra i valori 2 - 4 e 4 - 6 ms., potremo determinare due iperboli, appartenenti alle due famiglie sopra descritte cioè la posizione del punto.

Nella figura, è segnato il punto *P*, cui corrispondono le iperboli 3 (prima famiglia) e 4, 6 (seconda famiglia).

Se la misura degli intervalli viene effettuata con l'approssimazione di un decimillesimo di secondo, l'errore nella determinazione del punto, nella regione più favorevole, sarà dell'ordine di una decina di kilometri, mentre andrà aumentando con l'allontanarsi dalle trasmittenti, là dove le iperboli si incontrano sotto angoli più acuti.

Se invece la misura del ritardo può avvenire con maggiore esattezza, p. es. è dell'ordine di un centomillesimo di secondo, gli errori nella determinazione del punto vengono ridotti nella stessa misura da 10 a 1, ed ancora a diverse centinaia di kilometri di distanza dalla zona delle radio emittenti, non avremo errori superiori a qualche kilometro. In tal caso si debbono immaginare interpolate alle iperboli della fig. 4 altre curve, 10 volte più fitte di quelle tracciate.

L'EMISSIONE AD IMPULSI.

La lunghezza d'onda di lavoro di *A*, *B* e *C* è comune a tutte tre le trasmittenti, e deve essere necessariamente

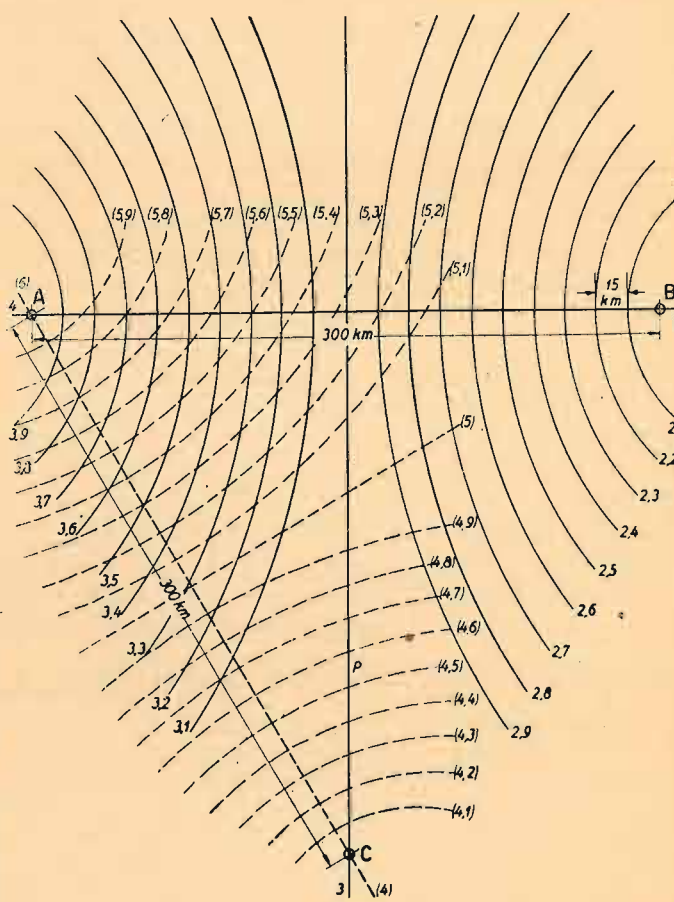



Fig. 4

scelta nel campo delle onde ultracorte perchè queste, propagandosi esclusivamente per raggio diretto, evitano il manifestarsi di echi e di ricezioni multiple che

turberebbero irrimediabilmente la possibilità di misura degli intervalli fra la ricezione degli impulsi.

Inoltre le onde ultracorte sono quelle che assicurano la ricezione più stabile e priva di disturbi.

Infine data la natura della emissione ad impulsi, essa riuscirebbe troppo disturbante nel campo delle onde corte e medie.

La forma ed il ritmo di successione degli impulsi, non sono critici; per fissare le idee si immaginino degli impulsi di forma triangolare della durata complessiva di due decimillesimi di secondo e succedentisi con la frequenza di 166,6 al secondo.

Sarà necessario un accorgimento per riconoscere la emissione di *A*, quella dalla quale si cominciano a misurare i ritardi. Praticamente, possiamo pensare che A faccia seguire al segnale ad impulso principale di forma triangolare come sopra detto, un altro segnale più breve che chiameremo di riconoscimento.

La sincronizzazione delle tre emittenti si ottrà mediante un collegamento via filo, percorso da opportuna frequenza pilota, che comanda i dispositivi locali per l'emissione ad impulsi. La stabilità della radio frequenza di emissione sarà controllata con oscillatori a quarzo.

LA MISURA DELL'INTERVALLO DI RICEZIONE.

La ricezione avviene per mezzo di una normale supereterodina, i cui requisiti non presentano nulla di particolare.

Caratteristico del sistema invece è il metodo per la misura degli intervalli di ricezione, data l'estrema brevità degli stessi, e la necessità sopra esaminata, di una buona approssimazione, dalla quale direttamente dipende l'errore del punto.

Il principio per la determinazione del ritardo è quello di misurarlo come uno sfasamento tra la ricezione dei tre segnali, assumendo come periodo, quello della successione degli impulsi, e come istante iniziale quello della ricezione dell'impulso A.

L'uscita del ricevitore viene inviata su di un tubo a raggi catodici (asse delle ordinate) mentre le ascisse del tubo sono comandate da una tensione a denti di sega avente la stessa frequenza con cui si susseguono gli impulsi in trasmissione, nel nostro caso di 166,6 periodi al secondo.

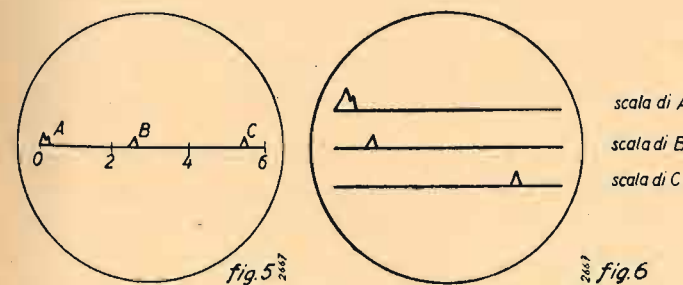



fig. 5 fig. 6

Facendo coincidere gli impulsi di *A* con l'origine dell'asse dei tempi, avremo un oscillagramma del tipo indicato in fig. 5.

Poichè l'escursione dell'asse dei tempi corrisponde complessivamente ad un intervallo di 6 ms., si sono segnati, rispettivamente ad un terzo e a due terzi delle ascisse, i punti corrispondenti a 2 ms. ed a 4 ms. Per quanto abbiamo visto più sopra il guizzo corrispondente alla ricezione di *B* comparirà sempre nel secondo tratto (tra 2 e 4 ms.) e quello di *C* nel terzo tratto (tra 4 e 6 ms.). Nella fig. 5 appare anche l'impulso secondario di riconoscimento che segue il guizzo relativo ad *A*.

La posizione degli impulsi *B* e *C* permetterà quindi di leggere su di una scala tracciata sul tubo oscillografico, il ritardo di ricezione che interessa conoscere.

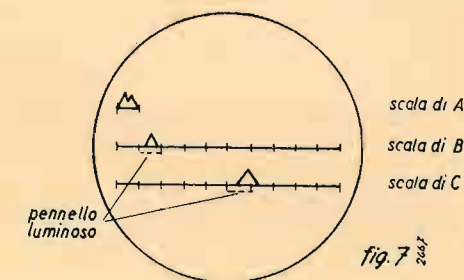



fig. 7

Si osserva però subito che anche per tubi oscillografici di discreto diametro, la misura non può essere molto precisa data anche la forma triangolare degli impulsi. Con questo sistema si potrebbe p. esempio leggere il ritardo con l'approssimazione di 2/10 di ms. corrispondente ad un trentesimo dell'asse delle ascisse; tale approssimazione è in pratica, come sopra visto, del tutto insufficiente.

Occorre quindi aumentare l'esattezza di lettura, ciò che si ottiene ricorrendo a due eleganti artifici.

L'uno consiste in un allargamento della scala: precisamente il pennello esploratore oltre al movimento in ascisse comandato dalla tensione a denti di sega ha un movimento nel piano verticale ottenuto mediante una tensione a gradini, così il pennello percorrerà successivamente tre tratti orizzontali (fig. 6) compiendo l'intera esplorazione complessivamente in 6 ms., l'esplorazione per ogni singolo tratto dura 2 ms.

In tal modo quando l'impulso *A* sia messo in fase (cioè portato all'inizio del primo tratto), l'impulso *B* cadrà sempre nel secondo tratto e quello di *C* nel terzo, resta così triplicata l'approssimazione della lettura e facilitata l'individuazione degli impulsi.

Inoltre, in luogo delle scale incise sul vetro del tubo oscillografico per la lettura della posizione degli impulsi, si usano delle scale tracciate elettronicamente nel seguente modo:

Un cilindro acceleratore aumenta la concentrazione del fascio elettronico in corrispondenza di 10 tempuscoli equidistanti nell'intervallo di ogni tratto orizzontale, che appariranno come 10 punti più luminosi sullo schermo del tubo. Per quanto riguarda la scala di *A* (primo tratto orizzontale) essa viene ridotta solo ad un piccolo segmento iniziale in quanto, come si è detto, l'impulso in ricezione *A* viene sempre fatto coincidere con questo segmento iniziale. Lo schermo durante la ricezione, apparirà quindi come rappresenta la fig. 7.

Ricordando che un intero tratto corrisponde a 2 ms.

quindi un segmento compreso tra due punti luminosi successivi corrisponde a 0,2 ms., nella fig. 7 possiamo leggere: ritardo di *B* compreso tra 2,2 e 2,4 ms., ritardo di *C* compreso tra 5 e 5,2 ms.

La misura del ritardo può essere così fatta con l'approssimazione di 0,2 ms., una interpolazione non è agevole nè sicura quindi il sistema non è ancora di sufficiente esattezza.

Si deve ricorrere ad un altro espediente e cioè all'argamento di un tratto della scala. Precisamente sulle scale *B* e *C* possono essere fatti scorrere due pennellini luminosi, lunghi quanto un segmento compreso tra due successivi punti luminosi, e cioè corrispondente all'intervallo di 0,2 ms. I pennellini vengono fatti coincidere con i segmenti in cui cadono gli impulsi in ricezione (vedi sempre fig. 7).

Lo spostamento di questi pennelli di effettua mediante due potenziometri che variano la fase della tensione che, applicata al cilindro acceleratore, determina la formazione dei pennelli stessi.

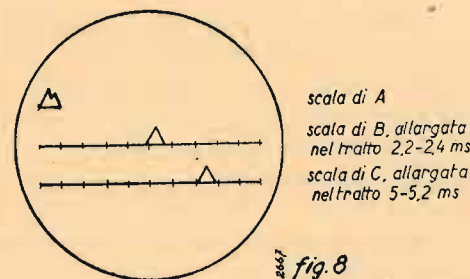
Mediante un commutatore si può successivamente allargare da 1 a 10 la scala di B e di C, e precisamente dilatare il segmento coincidente col pennello luminoso sopraddetto.

In questo caso le scale (allargate) di *B* e *C* corrisponderanno ciascuna ad un intervallo di due decimi di ms., e tra due successivi punti luminosi correrà l'intervallo di due centesimi di ms (fig. 8).

In questa figura potremo determinare agevolmente che: il ritardo di B è di 12 centesimi di ms. oltre al ritardo di 2,2 ms. già letto nella scala non allargata, complessivamente cioè il ritardo di *B* è di 2,32 ms.

Il ritardo di C è di 16 centesimi di ms. oltre ai 5 ms. già letti, cioè complessivamente 5,16 ms.

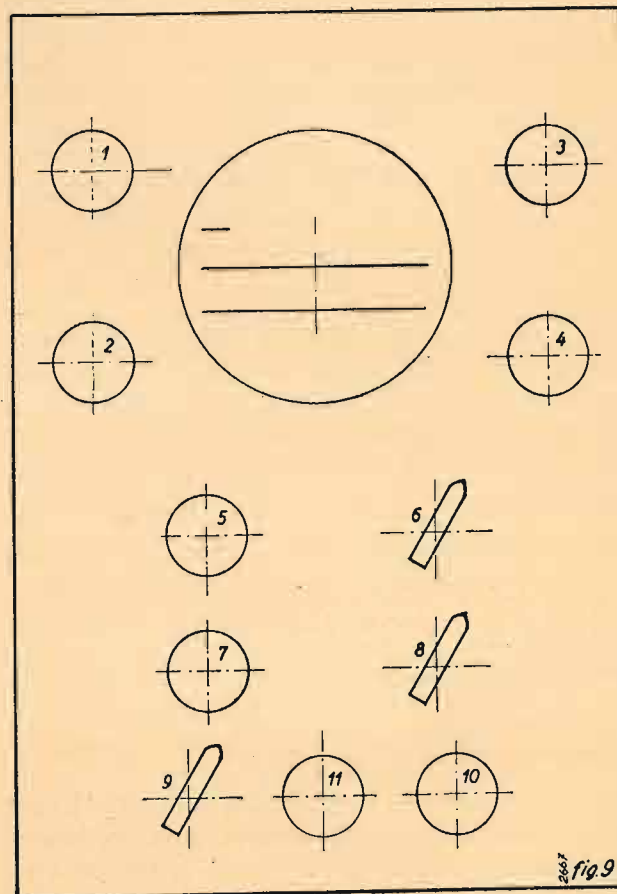
Potremo quindi con questo dispositivo delle scale allargate, valutare i tempi con l'approssimazione di 2 centesimi di ms.

fig. 8

Si può anche immaginare un ulteriore allargamento delle scale per ottenere maggiore esattezza di lettura dei ritardi.

Tutte le tensioni necessarie per ottenere i comandi sopra elencati, vengono ricavate da un unico oscillatore per mezzo di successive demoltiplicazioni. La frequenza dell'oscillatore, molto stabile, può essere leggermente variata per ottenere il perfetto sincronismo con la frequenza di emissione degli impulsi. Per maggior chiarezza, si elencano le tensioni successivamente richieste per i vari comandi:

— tensione a gradini per ottenere la scala divisa in tre tratti orizzontali. Frequenza: $166,6 \times 3$ impulsi al secondo.

— tensione a denti di sega per ottenere lo spostamento in ascisse. Frequenza: 500 impulsi al secondo.

fig. 9

— tensione a denti di sega per lo spostamento in ascisse delle scale allargate. Frequenza: 5000 impulsi al secondo.

— tensione a denti di sega per ottenere i pennelli luminosi. Durata di un impulso: 0,2 ms.

— tensione ad impulsi per ottenere i punti luminosi nelle scale normali: Frequenza: 5000 impulsi al secondo.

— tensione ad impulsi per ottenere i punti luminosi nelle scale allargate. Frequenza 50.000 impulsi al secondo.

L'insieme dei circuiti costituisce una notevole realizzazione tanto più se si pensa che essa è stata ottenuta non superando l'ingombro di un comune tubo oscillografico.

Il pennello frontale con i comandi è illustrato nella fig. 9.

Modalita' di impiego del sistema.

Le manovre da eseguirsi per la determinazione del punto sono le seguenti:

— scegliere sul ricevitore ad onde fisse, la frequenza corrispondente al gruppo di emittenti che interessa. Regolare il volume;

— regolare fuoco e luminosità del tubo oscillografico;

— mettere in fase il segnale corrispondente all'impulso iniziale *A*, riconoscibile dalla sua forma particolare, in modo che corrisponda al tratto segnato sulla prima scala;

— regolare i dispositivi di sincronizzazione in modo che gli impulsi in ascisse siano stabili;

— leggere la posizione dell'impulso *B* (cifra delle decine;

— spostare opportunamente il pennello della scala *B* in modo da farlo coincidere col segmento occupato dall'impulso in ricezione;

— allargare la scala *B* e leggere sulla scala allargata la posizione dell'impulso (cifra delle unità);

— ripetere analogamente per *C*;

— leggere sulla carta appositamente preparata il punto cercato in corrispondenza delle iperboli determinale come sopraddetto.

Come si può osservare le manovre non sono affatto semplici e richiedono ad un tempo conoscenza di radiotecnica e di navigazione.

La precisione come si è accennato dipende essenzialmente dalla distanza e dalla posizione rispetto alle trasmittenti, potendo nei casi più favorevoli essere dell'ordine di 1 - 2 km.

Questo metodo di determinazione del punto si presta soprattutto per aeromobili perchè la portata delle onde ultracorte cresce notevolmente con la quota (da una quota più alta « si vede » l'antenna emittente da maggior distanza).

Però sia per limitazione nella possibilità di ricezione, sia per non aumentare troppo l'errore, il sistema non può essere usato a più di un migliaio di km. dalle basi.

Il sistema è previsto per impiego prevalentemente bellico; esso realizza indubbiamente un progresso rispetto agli ordinari metodi di radio-guida, a costo però di una non indifferente attrezzatura, sia di terra che di bordo e tale quindi da poter essere impiegato solo in particolari condizioni.

I principi generali della televisione

Il segnale televisivo normalizzato

(Continuaz. e fine ved. n. 1-2-'44)

prof. dott. ing. R. SARTORI

(2559/4)

SEPARAZIONE DEGLI IMPULSI.

Vogliamo ora vedere come si utilizzi il segnale complesso, che abbiamo descritto, per separarne gli impulsi di sincronizzazione, con i quali si controlla il funzionamento dei generatori delle tensioni di deviazione.

Lo schema di principio di un tipico separatore d'impulsi è rappresentato in figura 135. Al morsetto 1 viene applicato il segnale completo, come si presenta all'uscita del secondo diodo rivelatore. Il primo stadio, così detto primo separatore, è un triodo alimentato con una tensione anodica sufficientemente bassa per dar luogo ad una caratteristica mutua con interdizione piuttosto ripida; la polarizzazione di questa valvola è proporzionata in modo che tutto il segnale visivo propriamente detto, compresi gli impulsi di oscuramento, si trovi al di sotto della tensione d'interdizione, mentre soltanto gli impulsi di sincronizzazione orizzontale e verticale cadono nella zona utile della caratteristica. In tal modo, come è mostrato nella figura 136, all'uscita di questo stadio si trovano i soli impulsi di sincronizzazione, completamente separati da tutti gli altri segnali.

Si osservi che il primo separatore rovescia la fase degli impulsi. E' quindi necessario farlo seguire da uno stadio amplificatore, che operi una nuova inversione di fase, in modo che all'uscita di questo la polarità degli impulsi risulti uguale a quella che si ha all'ingresso del primo stadio (morsetto 1). Questo amplificatore di sincronizzazione è alimentato con tensione anodica normale ed è polarizzato in modo che i segnali non vadano al di sotto della tensione di interdizione.

La tensione ottenuta dall'amplificatore di sincronizzazione viene impressa ad un secondo separatore, il quale serve a livellare la testa degli impulsi ed a depurarli di qualsiasi segnale d'immagine residuo, che possa eventualmente essere passato attraverso al primo separatore. Il livellamento è ottenuto per mezzo di un resistore in serie con la griglia, il quale determina un effetto limitatore, tagliando la testa degli impulsi nella zona delle tensioni positive di griglia. Con le tensioni di alimentazione indicate in figura 135 si ottiene una caratteristica di tipo dinatron, con la quale si purificano gli impulsi eliminando qualsiasi disturbo che possa essersi sovrapposto ad essi.

Dal secondo separatore si passa, in parallelo, a due stadi amplificatori, nei circuiti anodici dei quali avviene la separazione tra gli impulsi di sincronizzazione orizzontale e verticale. I segnali così separati vengono impiegati per sincronizzare gli apparati generatori delle tensioni di sincronizzazione.

Nella figura 137 è rappresentato a parte lo schema del circuito selettore d'impulsi inserito nel circuito anodico dell'amplificatore orizzontale, unitamente alla forma d'onda dei segnali d'ingresso e d'uscita dal circuito stesso. La funzione di questo circuito è quella di fornire una serie continua di impulsi di sincronizzazione orizzontale anche in presenza degli impulsi di sincronizzazione verticale. Nella figura 137 è appunto dimostrata l'azione di questo circuito durante questo particolare tempo critico. Poichè il condensatore *C* consente la circolazione di corrente soltanto quando la tensione è variabile, la dentellatura degli impulsi verticali permette di ottenere la continuazione degli impulsi orizzontali anche durante la trasmissione di quelli verticali; per sincronizzare il generatore di esplorazione orizzontale vengono usati soltanto gli impulsi positivi della

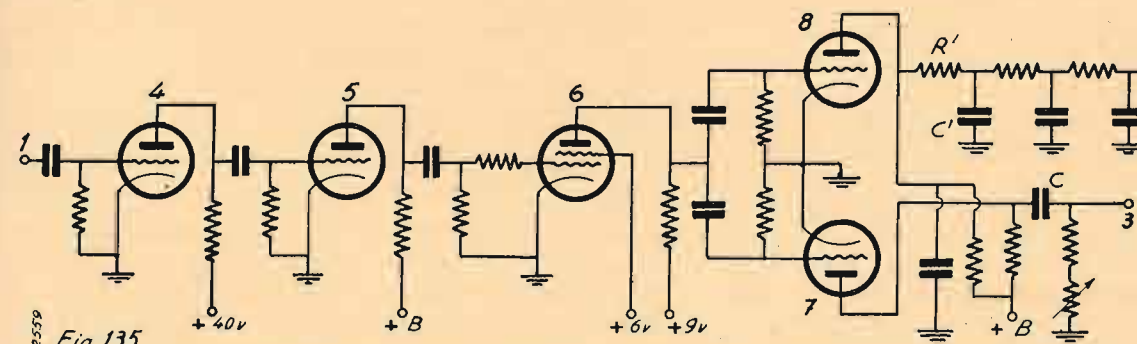



Fig. 135 - *Schema semplificato di un tipico separatore degli impulsi di sincronizzazione per un ricevitore televisivo.*

1) Ingresso del segnale del secondo diodo rivelatore — 2) Uscita degli impulsi sincronizzanti per l'oscillatore verticale. — 3) uscita degli impulsi sincronizzanti per l'oscillatore orizzontale. — 4) Primo separatore. — 5) Amplificatore di sincronizzazione. — 6) Secondo separatore. — 7) Amplificatore orizzontale. — 8) Amplificatore verticale.

tensione di uscita, i quali, come risulta dalla figura, si seguono sempre con lo stesso ritmo, anche in presenza degli impulsi verticali.

Tanto gli impulsi orizzontali, quanto quelli verticali, sono insieme applicati alla griglia dell'amplificatore verticale; gli impulsi verticali sono poi separati nel circuito anodico di questo amplificatore con il meccanismo indicato nella figura 138. Il condensatore C' è caricato attraverso il resistore R'; l'area ricoperta dagli impulsi orizzontali è così piccola che il condensatore C' risulta, per effetto di questi, caricato ad una tensione relativamente bassa; invece gli impulsi verticali dentellati caricano gradatamente C' fino ad una tensione sufficiente a liberare l'oscillatore di esplorazione verticale ed a mantenerlo in passo. Il circuito della figura 138 è effettivamente una rappresentazione semplificata di tre cellule filtranti in cascata indicate nel circuito anodico dell'amplificatore verticale della figura 135.

GENERAZIONE DEGLI IMPULSI.

Uno sguardo alla forma d'onda complessa del segnale televisivo consente di rendersi conto delle rigide tolleranze che devono essere osservate per ottenere un soddisfacente funzionamento del sistema. Allo scopo

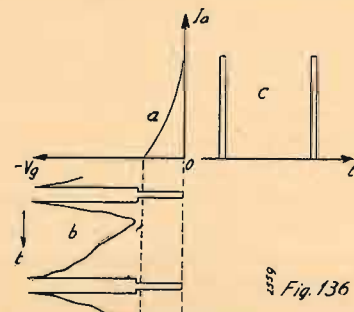



Fig. 136 - *Dimostrazione del funzionamento del primo separatore.*
a) *Caratteristica mutua dinamica con bassa tensione anodica* — b) *Segnale impresso sulla griglia.* — c) *Impulsi isolati sull'anodo.*

di rendersi ragione di ciò è interessante ed istruttivo esaminare un metodo usato per ottenere l'esatta relazione tra gli impulsi di linea e quelli di campo. E' particolarmente desiderabile che l'uscita del generatore di esplorazione verticale sia mantenuta in passo con la tensione della rete di alimentazione; in tal modo si eliminano i disturbi di ronzio nei circuiti di deviazione orizzontale o verticale od in entrambi. Infatti il disturbo creato per tal via è molto più sconcertante per l'occhio, se esso è in movimento, come avviene quando esiste una piccola differenza tra le frequenze di quadro e di rete. Da una tale differenza di frequenza derivano orli sfrangaiti e sinuosi e strisce verticali muoventisi in senso orizzontale dovute ad irregolare spaziatura tra le righe.

Per evitare questi inconvenienti si usano sistemi relativamente complessi. Per esempio con frequenza della rete di 60 periodi al secondo un oscillatore principale, di un tipo comandabile entro uno stretto intervallo, funziona a 13.230 periodi al secondo, che è la frequenza di linea ($441 \times 30 = 13.230$). Questa frequenza può essere usata per comandare la frequenza degli impulsi di sincronizzazione orizzontale; il che si ottiene mediante un circuito di multivibratore che raddoppia la frequenza e con quattro successivi stadi multivibratori che funzionano come divisori di frequenza rispettivamente di 1/7, 1/7, 1/3, 1/3. La frequenza d'uscita dall'ultimo di questi stadi è di 60 periodi al secondo. Per mantenere questa frequenza uguale a quella della rete,

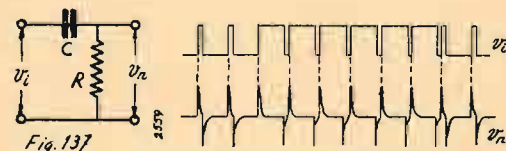



Fig. 137 - *Circuito selettore degli impulsi orizzontali e diagramma delle tensioni di ingresso* v_i *e di uscita* v_n.

si eseguisce un confronto fra le due frequenze per mezzo di un opportuno circuito differenziale e si regola automaticamente la frequenza dell'oscillatore principale in modo da compensare qualsiasi differenza tra le due frequenze.

RICEVITORI TELEVISIVI.

Dal punto di vista del principio di funzionamento un ricevitore televisivo non differisce dagli ordinari ricevitori per radio-diffusione sonora; esso richiede tuttavia numerosi perfezionamenti nei vari stadi e risulta più complesso. Le frequenze portanti dei segnali visivi sono molto più elevate di quelle usate oggi per la radio-diffusione (da 44 a 108 megahertz con sette canali); il ricevitore televisivo deve ricevere due portanti simultanee, una per la visione e l'altra per il suono; il canale visivo deve essere molto ampio (circa da 2 a 4 megahertz) per trasmettere le componenti ad alta frequenza dell'ordinario segnale visivo, e quindi risulta notevolmente complicato il problema dell'eliminazione dei disturbi.

Per quanto la regione delle altissime frequenze sia praticamente immune da disturbi di origine naturale, tuttavia essa è particolarmente tormentata dai disturbi industriali quali quelli generati dai sistemi di accensione delle automobili, dai tram, dalle macchine per diatermia, dai vari apparecchi domestici, e così via. L'interferenza generata da molti di questi apparati è di carattere sporadico ed ha una distribuzione di energia diffusa in tutto lo spettro. L'amplificazione del

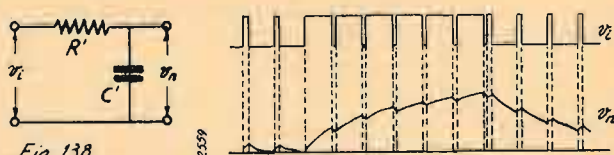



Fig. 138 - *Circuito selettore degli impulsi verticali e diagramma delle tensioni di ingresso* v_i *e di uscita* v_n.

canale visivo non può quindi essere molto elevata sia per la vasta banda passante e sia per l'elevato livello di disturbo. Ciò significa che la sensibilità del ricevitore televisivo risulta minore di quella di un ordinario ricevitore di radiodiffusione. La necessità di trasmettere una ampia banda visiva impone di limitare a bassi valori l'ampliflicazione per stadio, e questa deficienza

è soltanto parzialmente compensata dal vantaggio economico di una bassa sensibilità.

Per i ricevitori televisivi è stato quasi universalmente adottato il sistema a supereterodina. Può anche essere usato un ricevitore accordato sull'alta frequenza, ma considerazioni economiche militano largamente contro di esso, tanto più che sono dannose forti variazioni di

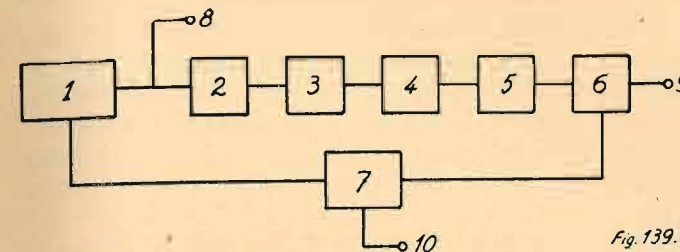



Fig. 139 - *Circuito generatore degli impulsi di sincronizzazione.*
1) *Oscillatore principale* (13230 p/s). — 2) *Multivibratore duplicatore* (26460 p/s). — 3) *Multivibratore divisore per* 7 (3780 p/s). — 4) *Multivibratore divisore per* 7 (540 p/s). — 5) *Multivibratore divisore per* 3 (180 p/s). — 6) *Multivibratore divisore per* 3 (60 p/s). — 7) *Regolatore automatico di frequenza.* — 8) *Impulsi di linea* (13230 p/s). — 9) *Impulsi di quadro* (60 p/s). — 10) *Rete* (60 p/s).

sensibilità e di ampiezza della banda passante attraverso l'intervallo di accordo.

La fig. 140 mostra un diagramma schematico fortemente semplificato di un tipico ricevitore televisivo per visione e suono. Il grado di semplificazione della fig. 1 può essere intuito considerando che il numero di valvole generalmente usato nei ricevitori televisivi varia da 16 per un ricevitore destinato ad usare l'amplificatore di potenza a bassa frequenza di un ordinario ricevitore sonoro a 32 per un ricevitore completo comprendente un ricevitore per tutte le onde. I ricevitori ordinari per visione e suono completi richiedono 25 valvole. E' sperabile che i futuri perfezionamenti e le ricerche intraprese negli ultimi anni conducano a qualche semplificazione.

L'amplificatore ad alta frequenza, se esiste, amplifica nello stesso tempo tanto la portante visiva e le sue bande laterali, quanto la portante sonora e le sue bande laterali. Ciò si ottiene progettando i circuiti accordati in modo che essi diano una risposta uniforme entro una larga banda e forniscano una forte discriminazione dei segnali non desiderati. Per questo si preferiscono usare ordinariamente due circuiti accoppiati piuttosto che un unico circuito fortemente caricato, poichè la selettività per una data larghezza di banda è migliore nel primo caso. A questo scopo è quasi universalmente usata la valvola da alta trasconduttanza tipo 1853, poichè essa fornisce una soddisfacente amplificazione per stadio con un'impedenza anodica di carico relativamente bassa.

Come si è detto, esiste un intervallo costante di 4,5 megahertz tra le portanti sonora e visiva in ogni canale televisivo disposto per la trasmissione di una sola banda. Ciò spiana la via alla semplificazione della regolazione della sintonia, poichè tanto i segnali sonori, quanto quelli visivi possono essere sintonizzati con la stessa operazione. L'intervallo di 4,5 megahertz è stato preferito a quello di 3,25 megahertz, che è stato proposto in precedenza. Tuttavia il lavoro di riaggiustare un ricevitore per consentirgli di ricevere con un intervallo di 4,5 tra i segnali visivi e sonori è il minore dei mali.

L'uscita dell'amplificatore ad alta frequenza è portata al primo rivelatore o stadio convertitore. Qui il segnale di un oscillatore indipendente è fatto battere con il segnale in arrivo, producendo le frequenze somma e differenza come nei comuni ricevitori a supereterodina. L'oscillatore può essere regolato in modo da funzionare ad una frequenza superiore alla frequenza del segnale in arrivo. Dato che la portante sonora ha frequenza più elevata di 4,5 megahertz della portante visiva, la frequenza visiva intermedia risulta superiore alla frequenza sonora intermedia; ciò facilita il progetto dei circuiti a frequenza visiva intermedia, che devono trasmettere la più ampia banda passante. Le varie relazioni tra le frequenze, quando il ricevitore è accordato per ricevere il più basso canale televisivo (44-50 megahertz) sono indicate qui sotto:

Relazioni di frequenza in un tipico ricevitore accordato sul più basso canale televisivo (44-50 Mhz):

Portante visiva	45,25	MHz	(*)
Portante sonora	49,75	»	(*)
Frequenza locale	58,00	»	
Frequenza visiva intermedia	12,75	»	(*)
Frequenza sonora intermedia	8,25	»	(*)

(*) più le bande laterali.

Si deve osservare che le frequenze laterali sono scelte

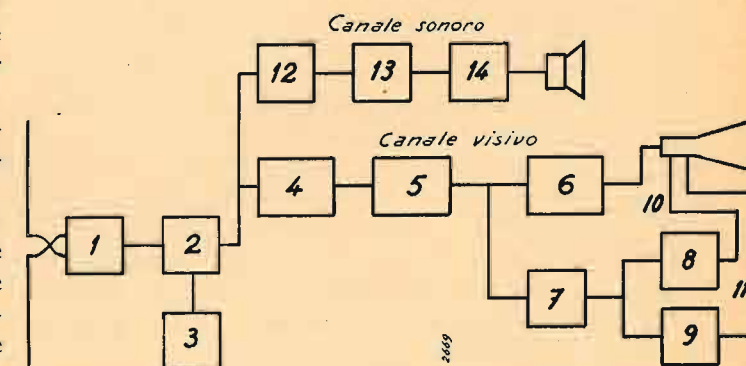



Fig. 140 - *Diagramma schematico di un ricevitore televisivo*
Portante sonora: 49,75 H Hz
Portante visiva: 45,25 MHz.

1 - *Amplificatore A. F.*
2 - *I° rivelatore*
3 - *Oscillatore* 58,00 MHz
4 - *Amplificatore visivo M. F.* (12 75 *MHz*).
5 - *II° rivelatore visivo*
6 - *Amplificatore di visione*
7 - *Separatore di sincronismo*
8 - *Deviazione orizzontale*
9 - *Deviazione verticale*
10 - *Denti di sega* 13320 *Hz.*
11 - *Denti di sega* 60 *Hz.*
12 - *Amplificatore sonoro M. F.* (8,25 *MHz*)
13 - *II° rivelatore sonoro*
14 - *Amplificatore B. F.* (40-10.000 *Hz*).

dell'ordine dei 10 megahertz. Tale scelta è determinata dalla necessità di evitare che forti segnali possano giungere dal trasmettitore locale direttamente al circuito di media frequenza. Una frequenza intermedia visiva

più bassa non è consigliabile, perchè già con 12,75 megahertz la banda visiva di 4 megahertz si estende per circa il 30 per cento della frequenza intermedia, rendendo difficile il progetto dei circuiti; una media frequenza più bassa porterebbe alla impossibilità pratica di ottenere la necessaria banda passante.

Oltre lo stadio convertitore il ricevitore televisivo è realmente costituito da due distinti ricevitori. Nel canale a media frequenza sonora è ammesso soltanto il segnale sonoro, poichè i relativi circuiti sono accordati sulla media frequenza sonora e non sono sensibili alle frequenze comprese nella banda della media frequenza visiva. E' interessante osservare che un ricevitore sonoro per onda corta accordato su 8,25 megahertz può sostituire l'intero canale sonoro del ricevitore televisivo, compreso l'amplificatore a media frequenza, il secondo rivelatore, l'amplificatore a bassa frequenza e l'altoparlante.

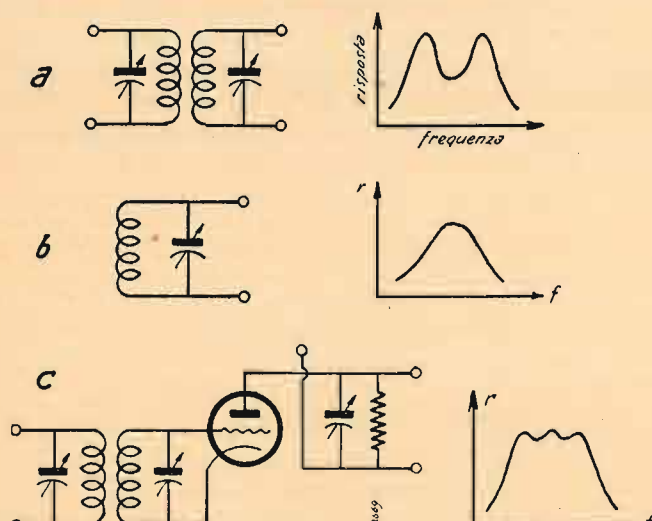



Fig. 141 - *Caratteristiche di frequenza di circuiti selettivi e loro combinazione*

La portante sonora e le sue bande laterali sono fortemente amplificate nell'amplificatore a media frequenza e quindi demodulate nel secondo rivelatore. La tensione a bassa frequenza così ottenuta pilota l'amplificatore acustico, che a sua volta pilota l'altoparlante nella maniera ordinaria.

Il segnale vasivo è fortemente amplificato nel canale a media frequenza visiva, trasmesso al secondo rivelatore visivo; quindi il segnale visivo demodulato è portato alla griglia del tubo a raggi catodici attraverso un amplificatore visivo. Un segnale da 10 a 50 volt da cresta a cresta è necessario per variare la macchia luminosa dal massimo splendore all'interdizione.

I circuiti dell'amplificatore a media frequenza visiva sono specialmente interessanti, essenzialmente dal punto di vista del modo di ottenere un largo intervallo di risposta con frontiere ripide. La fig. 141 mostra un metodo di ottenere eccellenti caratteristiche di risposta. La fig. 139*a* mostra le caratteristiche di risposta ottenute da un trasformatore ad alta frequenza doppiamente accordato e fortemente accoppiato. Quanto più stretto è l'accoppiamento, tanto più distinti appaiono i due massimi. La fig. 139*b* mostra la caratteristica di risposta di un circuito a risonanza di tensione. Inserendo uno di tali complessi nel circuito di griglia e l'altro nel circuito anodico di una valvola, la curva *b* riempie l'avvallamento della curva *a* se il progetto è corretto e la regolazione eseguita nel modo adatto. Numerosi stadi di questo tipo sono necessari per portare i fianchi delle caratteristiche alla ripidezza sufficiente a garantire che nessuna parte del segnale sonoro sia trasmessa ed applicata alla griglia delle valvole degli amplificatori visivi. Naturalmente altre reti di accoppiamento consentono di ottenere la desiderata ampia banda di risposta della media frequenza visiva. La valvola 1853 è usata largamente come amplificatrice di media frequenza visiva.

Il segnale visivo passa dall'amplificatore di media frequenza al secondo rivelatore. Per questa funzione si usa un diodo; il segnale demodulato ha componenti visive fino a 4 megahertz. Questo segnale è amplificato nell'amplificatore visivo a larga banda ed applicato direttamente alla griglia del tubo di visione.

L'uscita del secondo rivelatore visivo contiene tutti gli impulsi di sincronizzazione verticale ed orizzontale, in aggiunta al segnale visivo propriamente detto. I segnali di sincronismo sono separati dal segnale visivo completo mediante un circuito separatore. Altri circuiti separano gli impulsi verticali da quelli orizzontali. Gli impulsi di sincronismo orizzontale sono inviati nel generatore di deviazione orizzontale per comandare la sua velocità. Gli impulsi di sincronismo verticale sono analogamente usati per comandare la velocità di funzionamento del generatore di deviazione verticale

ANTENNE RICEVENTI PER TELEVISIONE.

I ricevitori di radiodiffusione sonora possono usare praticamente qualsiasi antenna, raggiungendo risultati più che soddisfacenti. Il ricevitore televisivo ha invece bisogno di una buona antenna sia dal punto di vista del rendimento, sia dal punto di vista dell'eliminazione dei disturbi.

Poichè la più gran parte delle interferenze di accensione hanno la loro origine in prossimità del piano stradale, l'antenna deve essere sistemata più che possibile lontano dal cornicione del tetto. Poichè alle frequenze dell'ordine di 50 MHz la miglior ricezione si otttiene in corrispondenza del raggio diretto secondo la linea visiva, l'antenna deve essere più alta che sia possibile. Al riguardo della eliminazione dei disturbi vi è differenza di opinioni sul tipo di polarizzione che fornisce i migliori risultati; in America sono maggiormente diffuse le onde polarizzate orizzontalmente. Quindi un dipolo orizzontale posto quanto più alto e più lontano dalla strada che sia possibile darà probabilmente i migliori risultati. Per determinare la migliore posizione è sempre consigliabile provare direttamente.

La costante dielettrica di molti materiali da costruzione, come pietra, mattoni, materiali da pavimentazione ed anche terreno, è sufficientemente più elevata di quella dell'aria per dare elevati fattori di riflessione sotto certe condizioni angolari, purchè la superficie abbia dimensioni paragonabili alla lunghezza d'onda. Per questa ragione si devono aspettare, ed effettivamente si trovano, severi fenomeni di riflessione. Con le caratteristiche americane ed un tubo televisivo di 30 centimetri di diametro, la macchia luminosa percorre un tratto di circa 1,5 millimetri, mentre l'onda radio percorre 120 metri. E' quindi estremamente facile avere un'eco visiva leggermente spostata rispetto all'immagine principale, che porta ad una perdita di dettagli. Altre riflessioni, oltre quelle provocate da oggetti circostanti, possono essere dovute all'impedenza di linee di trasmissione non adattate. L'effetto della linea di trasmissione dell'antenna al ricevitore è trascurabile se la linea non supera la lunghezza di 30 metri; in ogni caso esso può essere ridotto con opportuno adattamento degli elementi.

TRASMISSIONE TELEVISIVA.

Il trasmettitore per televisione, per quanto utilizzi gli stessi principi del trasmettitore per radio-diffusione sonora, presenta caratteristiche tali da porlo in una classe distinta. In primo luogo la frequenza di funzionamento impone severe restrizioni; allo stato presente della tecnica è molto più difficile ottenere pochi kilowatt di energia ad alta frequenza nell'intervallo da 44 a 108 megahertz che non alle più basse frequenze. Tale intervallo è prossimo ai limiti della regione oltre la quale il rendimento dei triodi ordinari e delle valvole multiple diminuisce in modo allarmante. Invero si conoscono circuiti speciali e tipi di funzionamento che tendono ad estendere questa regione, ma rimane il fatto che gli elettroni richiedono un tempo finito per raggiungere l'anodo e che a queste alte frequenze questo tempo finito diminuisce il rendimento in oscillazione ed in amplificazione di potenza delle valvole ordinarie. La riduzione delle dimensioni geometriche delle valvole sembra avere limiti pratici ben definiti, per quanto valvole recentemente studiate per l'intervallo di frequenza precedentemente ricordato funzionino in modo soddisfacente.

LARGHEZZA DI BANDA.

Un confronto efficace può essere fatto tra i trasmettitori sonori ed i trasmettitori televisivi riferendosi alla larghezza della banda di frequenza. Nei primi un'alta fedeltà è spesso la caratteristica dei trasmettitori che riproducono interamente frequenze comprese in un intervallo da 10 a 15 kilohertz. Invece per una buona trasmissione televisiva l'energia necessaria è diffusa in una banda di almeno 5 megahertz. Evidentemente non è compito facile mantenere questa larghezza di banda attraverso il modulatore, l'amplificatore modulato, e gli stadi lineari.

SISTEMA DI MODULAZIONE.

L'ordinario sistema di modulazione anodica è stato generalmente abbandonato per i trasmettitori televisivi, in causa della difficoltà di generare una potenza sufficiente a modulare l'amplificatore ad alta frequenza e di ottenere un induttore di modulazione avente le volute caratteristiche entro una larga banda. Uno schema di modulazione anodica a basso livello richiederebbe numerosi amplificatori lineari a larga banda, che risulterebbero circa altrettanto costosi quanto il canale di modulazione a larga banda necessario alla modulazione anodica ad alto livello. Le difficoltà sono poi aumentate dalla necessità di avere basse impedenze di carico degli amplificatori affinchè i collegamenti e le capacità delle valvole non agiscano in modo dannoso sulle alte frequenze.

Il sistema di modulazione di griglia è stato adottato quasi universalmente in America, poichè con questo sistema l'energia per le bande laterali è derivata dallo stesso amplificatore modulato variandone il rendimento durante il ciclo di modulazione. La bassa potenza di uscita per valvola nello stadio modulato costituisce un elemento di limitazione, cosicchè non è raro vedere trasmettitori televisivi aventi valvole amplificatrici modulate apparentemente troppo grandi per la potenza di portante in gioco. Ciò dipende dal valore della massima dissipazione anodica delle valvole a dal fatto che una forte caduta di tensione deve essere tollerata sulla valvola durante i periodi di bassa modulazione affinchè possano essere sopportate le creste di modulazione. A dispetto del suo basso rendimento totale il sistema di modulazione per griglia, allo stato attuale, rappresenta la soluzione più economica e più soddisfacente.

COMPONENTE CONTINUA.

Nella trasmissione sonora la forma d'onda è essenzialmente simmetrica rispetto all'asse dei tempi, l'asse essendo definito come la linea che divide in parti uguali l'area ricoperta dall'onda. Nella trasmissione visiva questo caso non si verifica in generale. Il grado di simmetria è largamente determinato dal tipo di immagine che si deve trasmettere. Questo spostamento continuo dell'asse può essere considerato come una componente continua variabile. Per migliorare il rendimento del trasmettitore riducendo l'intervallo di modulazione dinamica, questa componente continua può essere usata per variare la portante media in modo da seguire l'illuminazione media dell'immagine. La componente continua sarà poi ricostruita nel ricevitore sulla griglia del tubo a raggi catodici in modo da ottenere una completa riproduzione dell'immagine. Però l'inserzione della componente continua nel trasmettitore è soltanto necessaria per un funzionamento con più elevato rendimento del trasmettitore stesso.

TRASMISSIONE SIMBOLICA.

Con i canali di televisione comprendenti una banda totale di 6 megahertz si può trasmettere un'immagine con definizione relativamente bassa se si usa l'ordinario sistema di modulazione a doppia banda laterale. Conseguentemente in America si è praticamente preferito trasmettere completamente la banda laterale superiore e trasmettere soltanto un simbolo della banda laterale inferiore. Cioè si taglia la banda laterale inferiore quanto più è possibile compatibilmente con le condizioni economiche. Anche da questo punto di vista si ha una

maggiore complicazione del trasmettitore televisivo, la quale manca nel trasmettitore sonoro. Di solito la soppressione della banda laterale si ottiene per mezzo di un filtro nel circuito di antenna. Come elementi del filtro sono usati segmenti di cavo coassiale di lunghezza tale da fornire i necessari valori di capacità, induttanza e impedenza.

CONDIZIONI DI DISTORSIONE.

Le condizioni riguardanti il livello di ronzio di un trasmettitore televisivo sono essenzialmente le stesse riguardanti un trasmettitore sonoro di alta qualità.

Le condizioni riguardanti la distorsione armonica per diffusione di televisione sono molto meno severe di quelle per diffusione sonora. Ciò deriva dal fatto che i dettagli dell'immagine non sono praticamente influenzati da una non linearità del sistema, la quale influenza soltanto la riproduzione dei mezzi toni. Cioè i dettagli dell'immagine trasmessa attraverso un sistema non lineare, per quanto appaiano nella loro esatta posizione e con le loro esatte dimensioni, possono non presentare l'esatto grado di chiaro-scuro in confronto alle altri parti dell' immagine. Questa relativa insensibilità ad un modesto grado di non linearità rende anche maggiormente preferibile la modulazione di griglia.

Uno dei quadri di controllo visivo di uno studio della National Broadcasting Company comprende un tubo riproduttore colorato in modo da rendere minimo il disturbo provocato dall'elevata illuminazione dello studio. L'operatore può regolare manualmente la messa a fuoco degli iconoscopi e regolare lo splendore e l'amplificazione visiva in modo da ottenere il migliore contrasto ed il migliore splendore dell'immagine. Inoltre egli può inserire tensioni di varia forma e fase nel segnale visivo per bilanciare l'effetto dei disturbi di ombreggiamento generati nell'iconoscopio. Questi disturbi sembrano dovuti al fatto che sono liberati elettroni secondari dal mosaico in numero superiore agli elettroni forniti dal fascio, in modo che una pioggia di elettroni viene a ricadere sul mosaico. Questi elettroni producono sul mosaico una distribuzione disordinata di cariche, la quale non ha alcuna relazione con il segnale visivo, ma produce macchie scure. Queste macchie scure sono neutralizzate per quanto possibile dall'operatore. Però il disturbo non può essere eliminato interamente; resta sempre un ombreggiamento, per cui le aree scure risultano ombreggiate di bianco e le aree bianche risultano ombreggiate di nero. Anche la forma d'onda del segnale visivo è costantemente verificata mediante un oscillografo.

ANTENNE TRASMITTENTI PER TELEVISIONE.

La scelta dell'antenna da usarsi con un trasmettitore televisivo richiede la soluzione del problema non semplice di ottenere caratteristiche costanti entro la necessaria banda di frequenza. La soluzione di tale problema risulta tanto più facile quanto più elevata è la frequenza di funzionamento. Perciò ci si devono aspettare notevoli semplificazioni delle strutture di antenna passando dai canali di 44-50 megahertz ai canali di 102-108 megahertz. Poichè la tendenza è di aumentare le frequenze, l'estensione della ricerca sperimentale in tale senso è pienamente giustificata.

L'antenna visiva installata sul culmine del Empire State Building offre particolare interesse, in quanto è a forma di ellissoide allungato con collare centrale. In generale la forma ellittica delle superfici irradianti sembra dare le caratteristiche d'impedenza più costanti. Affinchè la porzione sporgente dell'ellissoide ed il collare irradino egualmente, le loro lunghezze relative devono essere nel rapporto da 7 a 5; il che porta ad una impedenza d'ingresso dell'ordine di 110 ohm. Il miglior rapporto tra gli assi dell'ellissoide è di 5 a 6. Il rapporto ottimo del diametro medio del collare al diametro dell'ellissoide fu trovato essere di 3 a 2. L'ellissoide è fissato al collare per mezzo di un giunto specialmente previsto per la protezione contro i fulmini. Per ottenere onde polarizzate verticalmente si può usare una sola unità montata verticalmente. Per ottenere polarizzazione orizzontale quattro unità sono disposte intorno alla torre ed eccitate progressivamente in quadratura di fase. Fu trovato che quest'antenna ha caratteristiche uniformi in un intervallo da 30 a 60 megahertz, ossia da 6 a 10 volte quello ottenibile con le antenne ordinarie accoppiate a complicate reti di correzione.

CATENE INTERCONNESSE.

Nel prossimo futuro il problema del funzionamento simultaneo di una rete di numerose stazioni locali dovrà certamente essere preso in considerazione. Questo costituirà un problema economico particolarmente difficile nelle regioni in cui grandi distanze dividono le zone di elevata densità di popolazione.

Allo stato attuale sembrano esservi due metodi generali di risolvere il problema dell'interconnessione. Uno consiste nell'uso di linee di trasmissione. Per distanze relativamente corte è stata usata una coppia selezionata in un ordinario cavo telefonico con opportune reti di correzione. Il cavo coassiale è particolarmente adatto alla trasmissione di segnali visivi perchè l'attenuazione vi è relativamente bassa e costante entro un largo intervallo di frequenza. In una sezione di 160 km. tra New York e Philadelphia sono state usate con successo unità amplificatrici dislocate a intervalli opportuni.

Il secondo metodo di soluzione è quello delle catene di trasmettitori a frequenze ultra-elevate. Alle alte frequenze possono essere usate antenne economiche molto efficienti ed altamente direttive. Usando tali antenne per trasmettere e per ricevere si possono limitare la potenza dei trasmettitori e l'interferenza. E' concepibile che si possa costruire una rete estesa formata di numerose unità di questo tipo sistemate in punti geografici opportuni a distanze tali da essere reciprocamente visibili senza ostacoli intermedi. Un sistema del genere funzionante alla frequenza di 177 megahertz è stato usato per collegare gli studi della NBC con il trasmettitore sistemato nell'Empire State Building, alla distanza di circa 2 km.

Gli ultrasuoni

ing. M. DELLA ROCCA (2555/6)

(Continuazione dal N. 3-4)

La presenza di un gas nel mezzo liquido influisce sensibilmente sull'azione chimica dell'ultrasuono. Le bolle d'aria, di cui abbiamo fatto cenno parlando della cavitazione, contengono ossigeno, che viene attivato e dà luogo a fenomeni reattivi di ossidazione che non si riscontrano con l'ossigeno normale. Alcuni coloranti organici, soluzioni acquose di permanganato di potassio ed altre si decolorano, mentre altre, come quelle di H_2S, si intorbidano. Ciò è dovuto alla presenza di ossigeno nel campo del fascio ultrasonoro; però le reazioni non si verificano se il mezzo si trova ad una pressione esterna elevata. Schimmtt, Johnson e Olson hanno osservato che queste reazioni si producono anche con soluzioni molto diluite di H_2O_2 (*Jour. Amer. chem. Soc.*, 1929, *Bd.* 51) nel mentre il Beuthe (*Zeit. phys. Chem. Abt.*, 1933 *Bd.* 163) ha constatato che gli stessi effetti si producono anche nell'acqua distillata. Sempre il Beuthe ha notato che è possibile anche attivare l'azoto a mezzo degli ultrasuoni, infatti egli ha trovato tracce di ammoniaca e di acido nitroso nell'acqua saturata d'aria dopo il trattamento con onde elastiche.

EFFETTI DISTRUTTIVI DEGLI ULTRASUONI.

Sono le applicazioni belliche che hanno dato il via alle altre applicazioni dell'ultrasuono, ed è proprio nel corso di questi studii che i tecnici hanno notato i fenomeni e gli effetti che hanno poi portato alle applicazioni fisico-chimiche ed a quelle biologiche.

E. N. Narvey e A. L. Loomis nel 1928 pubblicarono sulla rivista *Nature* (*Londra*, 1928, *Bd.* 121) un loro studio sulla distruzione di batterii a mezzo degli ultrasuoni di alta frequenza descrivendo gli aspetti della materia vivente sotto l'influenza di onde elastiche, con l'aumentare della intensità e del periodo di irradiazione.

Gli effetti distruttivi di un fascio ultrasonoro, specie nel campo microscopico, rendono gravi servizi potendo distruggere a bassa temperatura alcune specie batteriche, specialmente là dove si deve separare le tossine dai microbi rispettivi, come nei casi di sieri e vaccini, ove il sistema rende meglio ed è più sicuro di quelli normalmente adottati: ultrafiltrazioni e termici con autoclavi.

Gli studi dell'Harvey a cui seguirono quelli di Paic, Deutch e Borgila (*Comptes Rend. Soc. Biol.*, 1935, *Bd.* 119) sono notevoli seppure non decisivi, infatti essi vanno dai moti violenti del protoplasma allo spostamento di piccole entità intracellulari, alla citolisi ed alla disgregazione dei nuclei e dei cloroplasti, cioè alla morte dei tessuti oltre che alla morte di individui non monocellulari quali le rane, i pesci ecc.

L'azione sui tessuti è troppo complessa dato che risulta da un sovrapporsi di fenomeni varii ed ancora oggi non è ben definita, mentre invece è già chiara e definita l'azione che l'ultrasuono produce sui geli inerti che hanno una struttura più omogenea della materia vivente. In questo campo sono rimarchevoli gli studi del Marinesco (*Propriétés piézo-chimiques, physiques et biophysiques des U. S.*, ERAS, *Hermann & C., Parigi*).

E' noto che la maggior parte dei geli presentano il fenomeno della tissotropia nel senso riscontrato ed illustrato da Freundlich (*Coll. Actualités Sc. N.* 267, *Hermann & C. Parigi*, 1935), e cioè essi possono passare dallo stato gel - sol e viceversa con la semplice agitazione meccanica a temperatura costante senza alcuna modificazione chimica. L'istesso effetto si ottiene sottomettendoli all'agitazione violenta di un campo ultrasonoro di frequenze comprese fra 9×10^5 e $1{,}3 \times 10^6$ con la liquefazione immediata non appena il quarzo entra in risonanza. Però l'azione non è uniforme in tutti i punti del mezzo, si notano infatti ventri e nodi dovuti ad onde stazionarie che formano punti di massima e minima vibrazione a seconda che l'agitazione è più o meno violenta, sì che è financo possibile di misurare

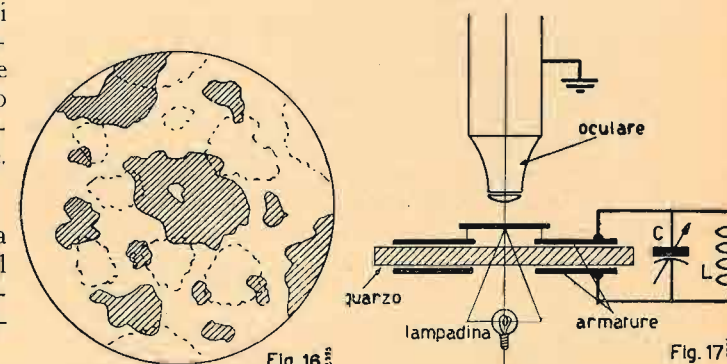



Fig. 16 Fig. 17

direttamente la lunghezza d'onda della radiazione. Il fatto più interessante di queste ricerche è stato che nelle immediate vicinanze del quarzo si sono notate discontinuità enormi dell'energia emessa ed al microscopio si sono osservate rotture e dislocazioni del mezzo, in cui le forme filamentose o allungate sono spezzate nettamente. Il fenomeno è dovuto senza alcun dubbio al fatto che la costante piezo elettrica del quarzo varia considerevolmente da un punto all'altra della stessa lastrina. Questa variazione è visibile quando il quarzo oscilla nell'etere di petrolio o nel xilolo perchè si notano parti del liquido sollevate dalla pressione di radiazione con fontanelle di circa 10 cm. di altezza, mentre altre sono appena agitate. Nella fig. 16 è riprodotta una lamina di quarzo sulla quale sono indicate in tratteggio le parti di maggiore ampiezza di risonanza ed in linea punteggiata quelle di ampiezza minore, nel mentre le parti bianche sono quelle inattive. La figura è puramente indicativa ma anche con le migliori qualità di quarzo e con tagli accuratissimi non si può ottenere una pressione di radiazione uniforme.

Se noi consideriamo che proprio al limite fra le regioni di massima e minima pressione si ha un salto brusco di intensità si comprende quale debba essere la sorte di un organismo che si trovi in quella zona limite. Per questa ragione è intuitivo come siano preferiti per questi usi quarzi di qualità scadente che presentano al massimo le discontinuità indicate.

Per queste applicazioni il quarzo non viene impiegato col sistema a sandwich, come per gli scandagli subac-

quei, perchè in tal caso il sistema quarzo acciaio compensa le deficienze e produce onde ben piane. Una disposizione degli elementi è indicata dal Marinesco (*loc. citata*) ed essa si presenta come in fig. 17. Il quarzo vien posto fra due armature di rame di mm 0,06 incollate su due pezzi di bachelite di qualche mm di spessore, le due armature recano un foro centrale di 8 mm in modo che il complesso così costituito funziona da portaoggetti la cui parte centrale può contenere il preparato in esame e viene illuminato dal basso con l'apposita apparecchiatura d'illuminazione del microscopio. La potenza di eccitazione non deve essere elevata ed allo scopo basterà quella prodotta da un oscillatore del tipo autodina che può dare largamente i due o tre watt necessarii alla oscillazione del cristallo. Il condensatore d'accordo C resta a portata di mano dell'osservatore che può ricercare la risonanza osservando al microscopio il punto in cui la cultura sarà violentemente agitata. Il microscopio deve avere tutte le sue parti metalliche connesse alla massa per evitare il pericolo di inneschi di alta frequenza.

Gli effetti distruttivi degli ultrasuoni sono bilanciati da quelli benefici che si possono ottenere con debolissime intensità sulle attività cellulari nei varii stadii della cariocinesi, ed in molti altri campi della terapia moderna non tutti ancora di dominio pubblico.

EFFETTI OTTICI DEGLI ULTRASUONI.

Nel 1932 in America ed in Francia, quasi contemporaneamente, due coppie di studiosi misero in evidenza il fenomeno della diffrazione della luce a mezzo delle onde elastiche; le due memorie pubblicate sono: P. DEBYE e F. W. SEARS: *Scattering of light by supersonic waves, Proc. Nat. Acad. of Sc., Washington*, 1932, *Bd.* 18; R. LUCAS e P. BIQUARD: *Nouvelles propriétés optiques des liquides soumis à des ondes ultrasonores, Compts Rend. Acad. Sci. Parigi*, 1932, *Bd.* 194.

Questi due studi indipendenti per quanto contemporanei, diedero il via a tutta una serie di esperienze dato che lo studioso e lo sperimentatore trovarono uno strumento di lavoro di utilità incommensurabile.

Così vennero gli studii del Baer, del Parthasarathy, dell'Hiedemann, del Pohlman, dell'Hoesch, del Bez-Bardili, del Meyer e non ultimi quelli dell'ing. Barbier e del Prof. Giacomini.

E' noto il principio di Huygens-Fresnel sulla diffrazione della luce, su di esso non ci dilungheremo, vi abbiamo accennato solo perchè esiste una analogia fra energia luminosa ed ultrasuono che rende possibile la riproduzione di fenomeni che si riscontrano nell'ottica geometrica e ondulatoria a condizione che siano scelti i valori adatti di frequenza ed i proiettori più appropriati. Si può giungere in tal modo fino a costruire vere e proprie lenti e mettere in rilievo fenomeni di rifrazione, riflessione, interferenza e diffrazioni interessantissimi, così come illustrato nella pregevole monografia del Prof. A. Giacomini (*Alta Frequenza*, 1938, VII, 10).

Sottoposto all'azione di un ultrasuono un mezzo liquido funziona come un reticolo di diffrazione perchè nel propagarsi l'ultrasuono stratifica il mezzo con zone successive di diversa densità; un fascio di luce che lo attraversa, quindi, crea uno spettro di diffrazione su di un apposito schermo opposto alla sorgente luminosa.

Lucas e Biquard enunciarono per primi la teoria della diffrazione a mezzo degli ultrasuoni e lavorando su questo fenomeno lo Schaeffer ed il Bergman costruirono un apparecchio capace di determinare le costanti elastiche nei solidi trasparenti. (SCHAEFER CL. e BERGMANN L. - *Naturwiss.* 1935., 23 - *gli stessi - Rend. Acc. Naz. Lincei*, 1935, VI, 21).

Sempre lo Schaeffer ed il Bergmann hanno poi stabilita una relazione teorica fra le costanti elastiche, la forma e dimensioni dell'immagine di diffrazione, per poter ricavare i valori di μ e di ρ, e quindi i valori del modulo di elasticità e del coefficiente di Poisson.

Nel 1935 il Jeffree immise gli ultrasuoni nella tecnica della televisione, sfruttando la diffrazione di un fascio di luce attraverso una cellula composta di due lenti piano-convesse che contengono fra loro un liquido sottoposto all'azione ultrasonora di un quarzo messo a contatto del liquido stesso. (Fig. 18).

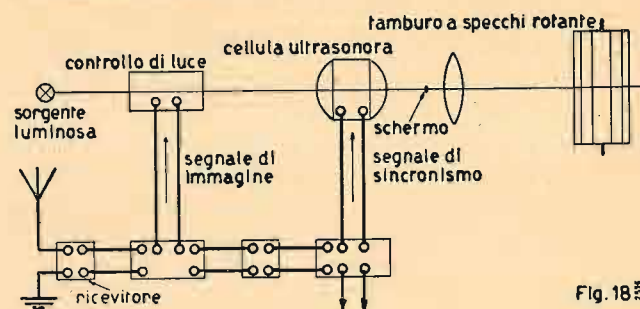



Fig. 18

La luce che attraversa la cellula vien modulata, come normalmente si modulano gli ultrasuoni emessi da un quarzo. (J. H. JEFFREE - *Modulateur de lumière, Brevét Français, N.* 786.641, 1935).

Il Jeffree stesso in una sua pubblicazione su «*Television*» (Londra, 1936) indicava l'opportunità di usare questa cellula per controllo di luce ad inerzia trascurabile, cosa necessaria nella televisione a grande dettaglio.

Da qualche anno a questa parte, fino allo scoppio dell'attuale guerra ben s'intende, erano stati escogitati anche sistemi e metodi per la cinematografia e la stroboscopia ultrarapida basati sui fenomeni ottici degli ultrasuoni ed operando su modelli in scala ridotta e riducendo contemporaneamente le lunghezze d'onda delle vibrazioni elastiche nello stesso rapporto sono state studiate, con risultati rimarchevoli, le proprietà acustiche di sale ed ambienti per audizioni musicali.

GENERATORI PER ULTRASUONI.

Prima di occuparci in breve di questo argomento occorre fare una piccola disgressione a carattere quasi polemico. In molti trattati, articoli e persino monografie si da il nome di *generatori ultrasonori* all'elemento piezo elettrico a magnetostrittivo che irradia le onde elastiche, che invece noi indichiamo col nome di *proiettore ultrasonoro*.

Parlando di generatori intendiamo quindi parlare dell'elemento elettronico o termoionico che produce le oscillazioni necessarie per mettere in risonanza il proiettore; teniamo però a far notare che tale denominazione è accettata ed usata dalla più parte degli scrittori e degli scienziati che si sono occupati della materia. (*Cfr.* A. GIACOMINI, *loc. cit.*; O. BARBIER, *loc. cit. ed altri*).

Un generatore ed un proiettore ultrasonoro nel loro complesso possono essere paragonati ad un piezo risuonatore e quindi ad un sistema elettromeccanico in cui

il blocco cristallino, che rappresenta l'elemento meccanico, vien fatto vibrare a mezzo di una oscillazione elettrica che si applica alle armature del quarzo.

Fin dai primi tempi in cui si utilizzò per questi scopi il quarzo il Butterworth trovò che l'impedenza elettromeccanica di un risuonatore di tal tipo poteva essere paragonata a quella di un circuito risonatore con elementi in serie portante in derivazione la capacità elettrostatica formata dal quarzo e dalle sue armature, così come abbiamo già illustrato in fig. 11. Il circuito risulta estremamente selettivo e la frequenza di risonanza è indipendente o quasi da accoppiamenti con altri circuiti elettrici ad esso collegati.

Quando un piezo risuonatore viene collegato ai capi di una resistenza negativa, ottenuta con un appropriato circuito a valvole elettroniche, esso produce delle oscillazioni persistenti di frequenza costante. I circuiti utilizzati per questo scopo sono varii, e molti sono stati studiati ed attuati in Italia presso il R.I.E.C. di Livorno, dal prof. Vecchiacchi, dal Prof. Giacomini e da altri. Il più semplice e il più atto per realizzazioni industriali e sperimentali è il circuito Pierce, fig. 19, che reca il quarzo inserito fra griglia e filamento.

Requisito principale di un generatore per ultrasuoni è la costanza della frequenza, cosa questa che abbiam visto non è difficile ad ottenersi; il campo di frequenze per il quale essi possono essere realizzati è molto vasto; solo per frequenze maggiori di 10 mega hertz od inferiori a 20 kHz è difficile la realizzazione a causa del dimensionamento del quarzo.

I generatori ultrasonori, di cui in fig. 20 diamo l'illustrazione di un tipo industriale da 500 Watt, sono oggi costruiti normalmente dalla nostra industria e ve ne sono di varii tipi e potenze, partendo da pochi watt per giungere a qualche kW.

Un tipo molto usato per esperienze e quello detto a «tre punti, Hartley» che è stato utilizzato dal Prof. Giacomini e dall'ing. Barbier nei loro esperimenti di ottica ultrasonora, esso è illustrato dalla fig. 21. Il triodo utilizzato può essere il Philips TA 4/250, il F.I.V.R.E. 807 oppure il vecchio tipo 210 R.C.A. (da noi

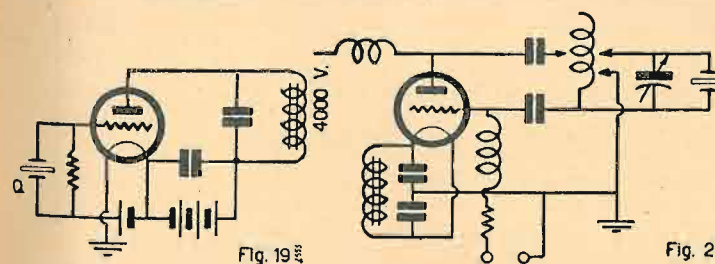



Fig. 19 Fig. 21

utilizzato su questo montaggio in esperienze che qui non abbiamo potuto illustrare perchè interessanti la difesa nazionale).

Con questo schema il circuito oscillatorio può essere variato ed il quarzo stesso viene inserito su di un secondario accoppiato in modo variabile all'induttanza del circuito oscillatorio anodico, per rendere più facile l'adattamento alla impedenza ottima di lavoro della valvola. La polarizzazione è automatica, con una polarizzazione supplementare indipendente che entra in funzione nel caso venga accidentalmente messa in corto il circuito di utilizzazione.

L'alimentazione, che è molto elevata, può essere effettuata con valvole a vapore di mercurio e deve poter fornire una tensione di circa 5000 V. La potenza tratta da un simile generatore si aggira sui 200 ÷ 250 Watt.

Nel caso si lavori con frequenza modulata essa può essere a frequenza acustica; aggiungendo in derivazione alla capacità di accordo inserita nel circuito oscillatorio

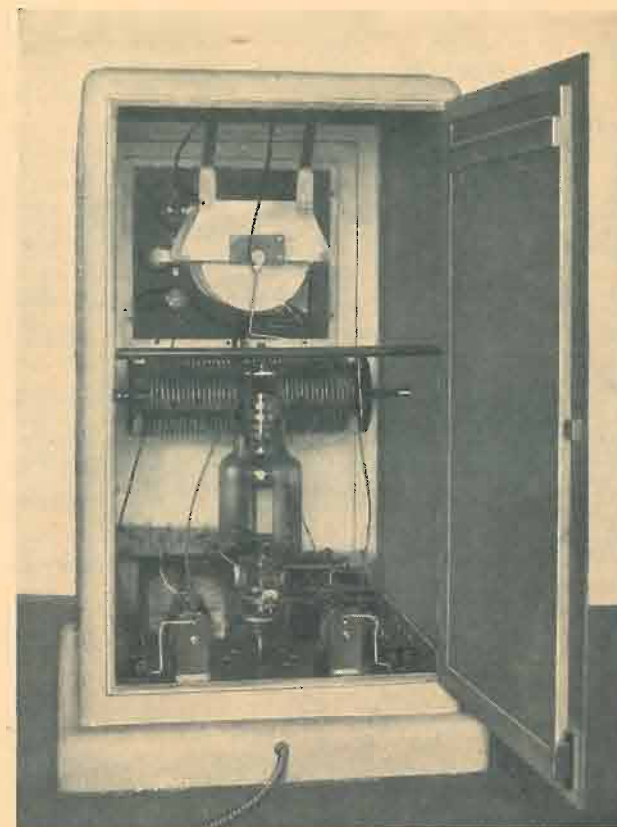



Fig. 20

anodico una piccola capacità di qualche picofarad è possibile ottenere anche una modulazione di frequenza della tensione applicata al quarzo.

Questo generatore ha il vantaggio di avere una grande stabilità di frequenza, di avere l'alimentazione della valvola fatta in parallelo e quindi non presenta pericolo per chi dovesse entrare casualmente in contatto col circuito di utilizzazione. L'avvolgimento di eccitazione essendo intercambiabile può essere utilizzato su di una vastissima gamma di frequenze, adattandolo alle caratteristiche del quarzo che si possiede.

* * *

Questa breve rassegna è semplicemente una scorsa panoramica su quanto si è fatto e quanto si fa con l'ultrasuono, senza entrare nel dettaglio e senza poter aggiungere quanto realizzato in questo periodo di guerra, perchè le notizie sono scarse ed in maggior parte tenute segrete dalle nazioni che hanno realizzato novità o perfezionamenti di qualche importanza. Coloro i quali volessero documentarsi maggiormente su quanto abbiamo succintamente illustrato potranno avvalersi della bibliografia citata per i loro studii e le loro esperienze. Noi ritorneremo brevemente sull'argomento, in un nostro prossimo articolo, per meglio illustrare la magnetostrizione alla quale abbiamo dedicato molto poco spazio in questa nostra rassegna.

L'elettrofisiologia cerebrale

dott. ing. GAETANO MANNINO-PATANÈ (2564/2)

L'elettrofisiologia cerebrale è una branca, la più importante, per ora, dell'elettrofisiologia, la nuova disciplina che conta tanti cultori, anche italiani.

L'elettrofisiologia studia i fenomeni elettrici dell'organismo umano ed animale.

Qualsiasi organo o tessuto vivente e funzionante, cervello e sistema nervoso compresi, è sorgente di forze elettromotrici. In particolare, due punti, più o meno lontani fra loro, della corteccia cerebrale si trovano a potenziale diverso.

Impressioni sensitive, derivate dalla stimolazione della vista e dell'udito, generano oscillazioni di potenziale.

Nel campo dell'elettrofisiologia cerebrale, le esperienze vengono compiute a teca cranica integra. L'applicazione degli elettrodi può aver luogo col metodo unipolare, oppure con quello bipolare. Col primo, uno degli elettrodi si colloca sul punto dell'encefalo di cui si voglia misurare il potenziale e l'altro su una superficie elettricamente inattiva (occhio, lobulo dell' orecchio, ecc.); con il secondo, i due elettrodi vengono entrambi collocati sulla superficie cerebrale, a maggiore o minore distanza l'uno dall'altro. Ovviamente con quest'ultimo metodo si registra la risultante delle differenze di potenziale dei due punti in esame.

MANIFESTAZIONI ELETTRICHE CEREBRALI. - LE ONDE α E β E LORO COMPORTAMENTO. - I CENTRI GENERATORI.

Le manifestazoni elettriche cerebrali consistono, essenzialmente, in oscillazioni di potenziale dell'ampiezza di poche decine di microvolt. Sono stati rilevati due tipi fondamentali di onde, chiamate « onde α » ed « onde β » (v. fig. 1); le prime hanno una frequenza media di 10 Hz e si osservano allorchè il cervello è in condizioni di assoluto riposo psicosensoriale; il loro ritmo viene detto « ritmo di Berger » in omaggio all'autore che per primo le studiò; le onde β — di frequenza maggiore ($20 \div 50$ Hz), ma di ampiezza minore — si manifestano se sul soggetto agiscono stimoli sensoriali o psichici.

Le onde cerebrali — fatto unico nei fenomeni elettrobiologici — hanno un andamento alternativo periodico e sono il prodotto di un processo della corteccia cerebrale ancora sconosciuto. Il tracciato degli elettroencefalogrammi — ottenuto come accenneremo in seguito — è stato scomposto, con l'ausilio dell'analisi matematica, nella curva fondamentale e nelle sue armoniche superiori.

Le onde α ricavate nello stesso momento dai diversi punti del cranio, hanno frequenza assolutamente identica; varia invece la loro ampiezza, sotto forma di modulazione di bassa frequenza, che potrebbe essere provocata da due centri generatori vicini le cui frequenze subissero leggere variazioni, così da generare il fenomeno dei battimenti.

Si osservano variazioni pure nella forma d'onda. Secondo alcuni ricercatori, la differente forma d' onda caratterizzerebbe le diverse regioni cerebrali; ma tale manifestazione bioelettrica è riscontrata in modo evidente soltanto negli animali; nell'uomo si rileva unicamente una maggiore ampiezza in corrispondenza dei lobi occipitali. Ciò condusse Adrian a Yaamagiwa all'ipotesi di un centro generatore occipitale; in contrasto con quella precedentemente formulata da Berger, secondo cui le onde α rappresenterebbero un ritmo proprio dall'attività sincrona di tutta la corteccia cerebrale.

Altri autori, fra cui Jasper e Andrews, pensano all'esistenza di due centri generatori: uno centrale ed uno occipitale. Pacemarker suppone, d'altra parte, l'esistenza di un regolatore sottocorticale, per giustificare l'alto grado di sincronizzazione riscontrata, sovente, fra regioni omologhe bilaterali e, talvolta, pure fra regioni lontane, quale la precentrale e la occipitale.

Le onde α presentano variazioni in relazione all'età ed al tipo di individuo, durante il sonno e sotto l'azione di farmaci. I risultati di tali ricerche sono riassunti in

onde α

onde β

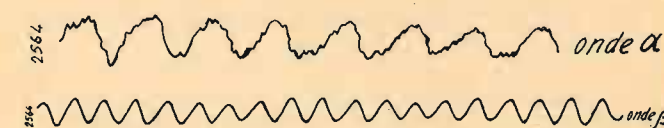



Fig. 1

un lavoro di M. Gozzano (bibliografia N. 1). Fra l'altro, il ritmo di Berger compare nel bambino solo nel 35° giorno e cresce di ampiezza e frequenza sino al 10° anno. Il ritmo è spiccato negli individui passivi ed extravertiti, scarso negli intravertirti ed intellettualmente attivi. Il sonno produce un rallentamento delle oscillazioni, le quali, però, assumono maggiore uniformità e regolarità. Anche i narcotici corticali rallentano le oscillazioni, mentre quelli della serie barbiturica, bloccando gli impulsi inibitori, provocano aumento e regolarizzazione dell'attività elettrica dei neuroni.

La scomparsa del ritmo α e la sua sostituzione col ritmo β — fenomeno indubbiamente importante ed interessante — può verificarsi, sia per azione di uno stimolo sensoriale, sia per attività psichica. Quale stimolo sensoriale si è impiegato quello luminoso e si è trovato che il tempo (di latenza) intercorrente fra l'inizio dello stimolo e la scomparsa del ritmo α varia in ragione inversa del logaritmo dell'intensità dello stimolo; però, con stimoli ripetuti si verifica minore modificazione ed anche ritorno e adattamento del ritmo α alla luce.

Analogo effetto produce il lavoro mentale, purchè questo non sia puramente automatico, ma accompagnato da attenzione, sforzo e, in generale, da uno stato emotivo.

Secondo la teoria di Adrian, le oscillazioni α sono il risultato dell'attività elettrica di un gran numero di neuroni, pulsanti con maggiore o minore sincronismo. Tale attività della corteccia è autonoma, ma su di essa influisce un meccanismo regolatore talamico. Gli stimoli sensoriali o psichici turbano e disorganizzano il sincronismo dei neuroni, accelerando il ritmo delle oscillazioni e dando così origine alle onde β.

Altra teoria avanza H. Rohracher sulle onde α (bibliografia N. 2). Queste, egli osserva, sono comuni agli uomini ed agli animali, e si notano pure in altre cellule nervose. Mostrano, sostanzialmente, lo stesso comportamento in ogni zona della corteccia cerebrale; inoltre, alterando, con opportuni preparati, il metabolismo, la loro frequenza può essere variata. Quali facenti parte del processo generale del ricambio, sono, perciò, la manifestazione elettrica di un processo vegetativo nutritivo svolgentesi nelle cellule nervose.

Esperienze e ricerche eseguite su individui di varia condizione e levatura intellettuale, a cui si fecero compiere diverse operazioni mentali ed attività psichiche, gli permisero di osservare che in seguito ad uno stimolo psicosensoriale, il comportamento delle onde α e β è diverso, a seconda si tratti di persone colte ed abituate al lavoro della mente, oppure di invidui di basso livello intellettuale; nelle prime prevalgono le onde β, non essendo necessari lunghi periodi di onde α per fornire energia alle cellule gangliari allenate al lavoro mentale, pertanto, queste ultime ricompaiono per breve tempo e dopo lunghi intervalli; nei secondi le onde α predette si lasciano sopprimere per poco tempo e si ripresentano in lunghi stadi, perchè occorrono tali stadi di onde α per restaurare l'energia perduta.

Ulteriori ricerche consentiranno, forse, di valutare, dal diverso comportamento delle onde in parola, l'agilità e la rapidità mentale delle persone.

Metodi d'indagine per la determinazione dei centri d'origine.

Per determinare i centri di origine e studiarne la natura e la conformazione, C. Trabattoni suggerisce (bibl. N. 3) due metodi d'indagine, che si completano e s'integrano: l'anatomico e l'elettrico.

Col primo si è accertato come il ritmo α possa essere prodotto da parte degli organismi cellulari e risulti indipendente da stimoli viscerali somatici centripetali, ma influenzato da centri sottocorticali.

Il metodo elettrico, da applicare, per ragioni di forza maggiore, agli uomini, è prezioso nella ricerca dei centri generatori, purchè si consideri l'encefalo una sfera di sostanza conduttrice, con detti centri interni. Per mezzo del teorema di Dirichlet è possibile dedurre la distribuzione dei potenziali e delle correnti nell'interno di questa sfera, conoscendo la sua conducibilità elettrica e la distribuzione dei potenziali sulla superficie di essa. I punti nei quali il potenziale tende a diventare infinito sono di generazione e di adduzione di corrente, cioè i centri generatori accennati.

Con l'anzidetto metodo si sono ricavate indicazioni di notevole utilità, nonostante l'approssimazione e le grandi difficoltà derivanti dalla variabilità, nel tempo, di questi fenomeni.

Le ricerche sperimentali del Trabattoni sono state indirizzate sul problema dello spostamento di fase delle oscillazioni α. Egli, dopo avere escluso, con filtro, le onde di frequenza maggiore, ha esplorato, mediante simultanea registrazione da più punti, la teca cranica, secondo linee longitudinali, trasversali, diagonali ed orizzontali. In base al risultato di queste esperienze, la superficie cranica può essere divisa in due regioni: positiva l'una e negativa l'altra, separate fra loro dalla linea equipotenziale passante per il punto messo a terra (lobulo dell'orecchio); in ciascuna zona le onde sono in fase fra loro, mentre sono in opposizione le onde di una regione con quelle dell'altra. Sono pure in fase le onde derivate da punti simmetrici del cranio. Contrariamente alle prime ipotesi di Berger, si deduce, quindi, l'esistenza di un centro unico, o, almeno, di due centri ravvicinati; inoltre, la costanza di fase, esclude la presenza di fenomeni di propagazione.

Esperienze sulla decorticazione occipitale fanno escludere la sede di detto centro nella corteccia cerebrale. Esso è, perciò, sottocorticale.

Le conoscenze attuali dei fenomeni elettrici del cervello non permettono di stabilire se si tratta di fenomeni di rilassamento prodotti da accumulo e scarica di energia ovvero di un centro generatore spontaneo, oppure di un centro risonante passivo che, simile ad un filtro, raccoglie e lascia passare soltanto oscillazioni di frequenza minore di una determinata.

Interessante lo studio del Trabattoni sul comportamento delle oscillazioni elettriche che si manifestano nei centri nervosi in seguito ad ideazione a contenuto motorio definito.

Da rilievi oscillografici si è accertato che, tanto la rappresentazione di un movimento ritmico (per es. flessione e distensione del braccio destro), quanto l'esecuzione del movimento stesso, non determinano, generalmente, alcune modificazioni dei treni di onde α. Talune variazioni parziali di ampiezza, verificatesi in certe prove, sono da attribuirsi, verosimilmente, a fattori sensoriali estranei; come pure a tali fattori potrebbero imputarsi le variazioni del ritmo α in seguito a movimenti volontari, osservate dal Kormüller. Il Trabattoni, dal risultato delle esperienze compiute, è indotto ad affermare che le onde α non partecipano all'attività psichica e non rappresentano un correlato psicofisico nel campo motorio; viene così a mancare il fondamento della teoria motoria della coscienza.

Concludendo, la maggior parte dei ricercatori definisce le onde α quale espressione elettrica dell'attività spontanea delle cellule nervose; secondo taluni rappresentano un'attività diffusa, secondo altri esistono centri circoscritti unici o vari. Detta attività è legata alla funzione regolatrice di altri centri sottocorticali ed influenzata da meccanismi diversi (chimici, termici, ecc.). Varie sono le teorie, ma nessuna prevale.

I tracciati encefalografici in caso di epilessia e di lesioni encefalici circoscritte. - Le onde δ.

Un esame dei risultati ottenuti nel campo della diagnosi delle malattie viene compiuto da V. Porta e T. Gualtierotti (bibl. N. 4 e 5).

I tracciati elettroencefalografici sono caratteristici e costanti ed hanno valore diagnostico soltanto nei casi di epilessia e di processi distruttivi circoscritti, particolarmente di tumori cerebrali e di focolai vasali del cervello.

Nell'epilessia, gli attacchi convulsivi sono accompagnati da rapide oscillazioni di potenziale della frequenza da 10 a 30 Hz e di ampiezza assai maggiore della normale; tali oscillazioni, col sopraggiungere della fase tonica dell'attacco, vengono sostituite da onde più lente e ricompaiono, successivamente, durante la fase clonica, per cessare alla fine dell'attacco. Il focolaio epilettogeno viene localizzato mediante la comparsa iniziale, in una determinata regione, della manifestazione bioelettrica anzidetta, nonchè per mezzo dell'ampiezza delle oscillazioni e dell'inversione di polarità delle oscillazioni in diversi punti del capo.

I tumori cerebrali sono, invece, caratterizzati dalle cosiddette onde δ, di frequenza minore di quella delle onde α ($<$ di 7 Hz), le quali compaiono isolate o sotto forma di treni, hanno massima ampiezza in corrispondenza del focolaio e presentano inversione di fase quando si passa con l'elettrodo captante da un lato all'altro del focolaio. Tali onde sono prodotte non dal tumore, che è elettricamente inattivo, ma dal tessuto circostante soggetto a compressione. La ricerca del tumore non è difficile in condizioni particolari, ossia quando le onde δ sono limitate ad una sola regione e si tratta di tumore superficiale.

Gli elettroencefalografi.

Gli elettrodi usati per la derivazione sono di vario tipo, alcuni polarizzati; ma possono essere sufficienti aghi o piastre metalliche. E' stato pure costruito un casco, sul tipo di quello ideato da Kormüller, con elettrodi d'argento, a forma di piastre rotonde, munite di attacco centrale.

Lo strumento registratore deve possedere, principalmente, elevata sensibilità (poichè si tratta di rilevare differenze di potenziale molto piccole), grande resistenza interna, dello stesso ordine di grandezza di quella dei tessuti, per evitare fenomeni di polarizzazione, ed, infine, minima inerzia, per registrare oscillazioni di frequenza fino a 200 Hz.

Abbandonati ormai il galvanometro Nobili, l'elettrometro capillare di Lippmann, il galvanometro a corda di Einthoven, attualmente vengono adoperati gli oscillografi elettromagnetici a specchio e quelli a raggi catodici. Questi ultimi presentano molti vantaggi e soddisfano tutte le esigenze, poichè posseggono elevata impedenza, inerzia trascurabile, costo minore di quello degli altri apparecchi. Non richiedono l'inserzione di un trasformatore, come l'oscillografo elettromagnetico e non vengono danneggiati da eventuali tensioni elevate. Infine, si prestano meglio di ogni altro apparecchio per l'attuazione della poliencefalografia, poichè, in tal caso, basta soltanto aumentare il numero dei tubi a raggi catodici e dei relativi amplificatori, oppure ricorrere ai tubi a più pennelli.

La registrazione può essere ottenuta col sistema grafico ad inchiostro, usato in alcuni oscillografi, specialmente per applicazioni cliniche, ma non adatto per le frequenze più elevate, ovvero col metodo fotografico.

Trattandosi di oscillazioni di potenziale molto piccolo, è necessaria l'amplificazione di più di un milione di volte. Essa si raggiunge, generalmente, con tre stadi accoppiati secondo il sistema a resistenza e capacità.

Il limite della tensione di entrata, che dev'essere superiore al rumore di fondo prodotto per effetto termico e granulare nel circuito d'entrata, è di alcune decine di microvolt, prossimo alla tensione delle onde β.

L'amplificatore, per evitare fenomeni d'induzione, viene, generalmente, racchiuso in una cassa di alluminio, a sua volta contenuta in un armadio di ferro zincato a doppia parete. Inoltre la camera del soggetto è isolata, sia elettricamente, sia fonicamente, nonchè dalle vibrazioni meccaniche.

Fanno parte dell'apparecchiatura dell'oscillografo, il dispositivo marcatempo e l'oscillatore per la taratura.

Per registrare differenze di potenziale fra due punti del cervello (derivazione bipolare) si usa il voltmetro differenziale, che le registra direttamente.

L'impossibilità di adoperare, in determinati casi, la complessa installazione di laboratorio, descritta, ha indotto A. Gemelli e C. Trabattoni ad ideare e costruire (presso il laboratorio di Psicologia Sperimentale dell'Università Cattolica del S. Cuore) un'apparecchiatura, a registrazione direttamente a penna scrivente, adatta per ospedali e sale operatorie e che consente pure di effettuare la registrazione per più ore e di controllarla mentre viene eseguita (bibl. N. 6).

Le sue principali caratteristiche sono: registrazione di frequenza uniformemente fra 1 e 50 Hz; distorsione minore dell'1%; eliminazione dei disturbi dovuti all'influenza della corrente alternata di rete, all'effetto termoionico dei tubi e ad oscillazioni del circuito; schermatura del soggetto con rete metallica a maglia stretta.

Le derivazioni sono tre (necessarie e sufficienti per gli usi clinici, specialmente per la localizzazione dei tumori fondata sul principio dell'inversione di fase), cui fanno capo tre amplificatori e tre complessi registratori; un quarto amplificatore serve per la registrazione del tempo (in 1/20, 1/50, 1/100 di secondo) mediante l'inserzione di un oscillatore.

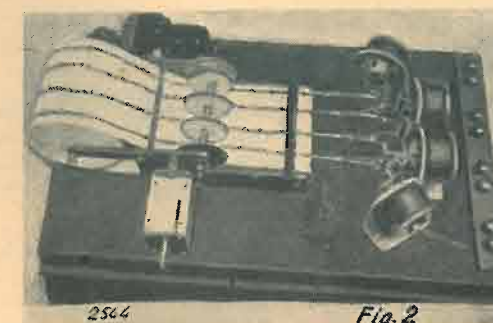



Fig. 2

Ciascun complesso registratore è costituito da un magnete fra le cui branche oscilla, equilibrato da un sistema di molle, l'equipaggio mobile, costituito da una bobina che porta la penna scrivente. Un chimografo (figura 2) fa svolgere la carta a velocità variabile fra 1 e 40 cm/s.

L'apparecchiatura può essere impiegata per registrare altre manifestazioni organiche e può rendere molti servigi tanto nella ricerca scientifica, quanto nelle applicazioni cliniche.

BIBLIOGRAFIA

(1) M. Gozzano - *L'elettroencefalografia - Natura e significato psicofisiologico dei fenomeni elettrici del cervello* - Archivio di Psicologia, Neurologia, Psichiatria e Psicoterapia, maggio 1941, II, 3 pag. 413-527, con 17 fig.

(2) H. Rohracher - *Il comportamento delle onde alfa nel lavoro mentale* - Ivi, pag. 528-538, con 32 fig.

(3) C. Trabattoni - *Nuovi contributi alla elettroencefalografia* - Ivi, pag. 539-659, con 144 fig.

(4) V. Porta e T. Gualtierotti - *Contributo allo studio dell'encefalogramma in condizioni patologiche.* - Ivi, pag. 660-693, con 55 fig.

(5) T. Gualtierotti - *Contributo allo studio del significato dell'elettroencefalogramma in casi di lesione encefalica circoscritta* - Ivi, pag. 694-730, con 106 fig.

(6) A. Gemelli e C. Trabattoni - *Un elettroencefalografo a penna scrivente, ad inchiostro, per uso clinico* - Archivio di Psicologia, Neurologia, Psichiatria e Psicoterapia, ottobre 1942, II, 3, pag. 349-357, con 6 fig
Recensione su «Alta Frequenza», vol. XII - N. 6, giugno 1943.

Per il lavoro professionale del radioriparatore

G. TERMINI (2671)

Sintetizzati convenientemente in numerosi prontuari e tabelle di rapido esame, si è dato notizia di metodi di ricerca, di accorgimenti e di consigli per il lavoro professionale del radioriparatore, nell'opera
«MANUALE PER LA PRATICA DELLE RADIORIPARAZIONI»
dello stesso autore, che in bella e ordinata esecuzione l'Editore indirizza a tutti i laboratori. Se qui si è ancora in argomento è perchè si vuole ritornare a seguire il lavoro del radioriparatore, con quegli intendimenti che tanta fama hanno dato, a suo tempo, alle pagine di questa Rivista. G. T.

Perturbazioni, anormalità e irregolarità che accompagnano il funzionamento dei ricevitori: effetti e cause.

1. PERTURBAZIONI ATMOSFERICHE E ANORMALITÀ INERENTI ALLA PROPAGAZIONE DELLE O. E. M.

Variazioni d'intensità del segnale in arrivo. — Sono da imputare alle variazioni che la densità ionica subisce nell'alta atmosfera per effetto dell'intensità delle radiazioni solari, delle situazioni meteorologiche e dell'esistenza, o meno, e relativa intensità, delle tempeste magnetiche.

Affievolimento o evanescenza. — L'intensità del campo elettromagnetico alla ricezione risulta essere la somma geometrica di numerosi campi dovuti a varii raggi d'onda ed è quindi in relazione alla fase di ciascuno, la quale dipende dalla lunghezza del cammino percorso. Tali lunghezze subiscono dei mutamenti per l'irregolarità e la costituzione, con leggi imprecisabili degli strati ionizzati.

Perturbazioni atmosferiche. — Possono ritenersi costituite dalla sovrapposizione di grandezze elementari ricoprenti una gamma continua di frequenze e la cui ampiezza subisce mutamenti imprecisabili. Per effetto di tali perturbazioni l'onda di trasmissione subisce corrispondenti mutamenti di ampiezza e di fase, che si traducono alla ricezione in affievolimenti, distorsioni e variazioni apparenti di frequenza.

Irregolare propagazione nelle diverse gamme delle o. c. — La propagazione delle o. e. m. varia con l'intensità delle radiazioni solari e quindi risente delle variazioni stagionali e muta inoltre, anche considerevolmente, dal giorno alla notte.

Modulazione incrociata. — Si verifica quando la modulazione di una stazione trasmittente modula la portante di un'altra stazione. E' un inconveniente dovuto generalmente alla vicinanza reciproca dei canali di trasmissione. Il rapporto fra la profondità di modulazione creata dalla stazione che interferisce e quella della stazione disturbata è pressochè proporzionale al quadrato della tensione introdotta dalla disturbante, ed è inversamente proporzionale alla pendenza del tubo selettore. Per ovviare a ciò e quindi per diminuire la tensione della disturbante, occorre aumentare la selettività del circuito selettore, diminuire l'efficenza del circuito di antenna e far uso di tubi a pendenza variabile.

Perturbazioni ambientali di carattere parassitario. — Sono fenomeni a carattere e leggi imprecisabili, i quali ricoprono una gamma continua di frequenze e sono dovuti al funzionamento degli apparati elettrici dell'ambiente o dell'area nella quale il ricevitore è collocato. Le perturbazioni parassitarie possono essere introdotte tanto per mezzo del sistema antenna-terra, quanto per effetto del collegamento alla rete di alimentazione.

A tale inconveniente può ovviarsi determinando, ove possibile, la sorgente del disturbo ed eliminando adeguatamente le cause che lo producono o la possibilità di propagarsi.

Quando ciò non è possibile, occorre aumentare la selettività del ricevitore. In caso contrario, si dovrà collegare il ricevitore ad un aereo esterno mediante cavo schermato, orientando eventualmente l'aereo in relazione alla sorgente del disturbo. Si può anche migliorare il collegamento di terra, evitare che il filo relativo venga ad essere parallelo alle linee di alimentazione della rete nè risulti troppo lungo. Quando poi l'intensità del disturbo non è superiore a quella delle stazioni trasmittenti, giova anche aumentare la sensibilità del ricevitore, Infine, se è evidente che i disturbi sono introdotti dalla rete di alimentazione, e se è impossibile agire adeguatamente alla sorgente di essi, si potrà diminuirne l'intensità sfruttando nel ricevitore i tre elementi elettrici fondamentali, rappresentati da:
condensatori, impedenze e schermi elettromagnetici.

PERTURBAZIONI NON DI CARATTERE PARASSITARIO DOVUTI ALL'ALIMENTAZIONE IN CORRENTE ALTERNATA.

1. *Ronzìo che accompagna la ricezione.*

a) *Per effetto magnetron.* - L'emissione elettronica è sottoposta all'azione di un campo magnetico circolare che risulta proporzionale all'intensità della corrente di accensione. In conseguenza, il numero degli elettroni che raggiungono l'anodo è legato al senso della forza che crea il campo magnetico e che muta ogni $1/2f$ di secondo, in cui f è la frequenza della corrente di accensione. Il ronzìo è quindi in conseguenza alle variazioni della corrente anodica.

b) *Per variazione di temperatura dei filamenti.* - L'inerzia termica del filamento non elimina completamente il fenomeno conseguente alla variazione della tensione di accensione, per la quale la temperatura e quindi l'emissione elettronica varia con il quadrato dell'intensità di corrente.

c) *Per modulazione della corrente anodica dovuta alle correnti di griglia.* - In conseguenza all'alimentazione del filamento in c. a., la griglia non è negativa rispetto a tutti i punti del filamento, ma risulta positiva per f volte al secondo rispetto a una metà e per f volte al secondo rispetto all'altra metà del filamento. Ciò comporta un aumento di emissione elettronica da parte del filamento al quale la griglia è positiva e quindi un aumento di corrente anodica. Tali variazioni si susseguono evidentemente in funzione della frequenza della rete e sono causa di ronzìo.

L'inconveniente si elimina aumentando la tensione di polarizzazione del tubo .

d) *Per altre cause inerenti al funzionamento dei tubi elettronici.* - Fra le altre cause inerenti al funzionamento dei tubi elettronici che sono motivo di ronzìo, ricordiamo:

scarso isolamento filamento-catodo;
emissione filamento-catodo o viceversa;
capacità griglia-filamento e anodo-filamento troppo alta;
scarso isolamento dell'elettrodo di controllo.

e) *Per livellamento difettoso dei circuiti di alimentazione.*

In conseguenza al livellamento difettoso della rete di alimentazione, la tensione che si stabilisce all'uscita di esso è caratterizzata da variazioni, di frequenza $2f$, intorno al suo valore medio. Il ronzio è quindi prodotto dalle variazioni delle tensioni di alimentazione degli elettrodi dei tubi.

f) *Per la presenza di campi magnetici alternativi alla frequenza della rete.* - Non pochi elementi dei circuiti di alimentazione e cioè:

il trasformatore di alimentazione e le impedenze di livellamento del filtro;

i conduttori che collegano i filamenti dei tubi al corrispondente secondario del trasformatore di alimentazione,

possono produrre dei campi magnetici alternativi alla frequenza della rete.

Per quanto riguarda il trasformatore di alimentazione e le impedenze di livellamento, le cause sono da ricercare nella presenza di flusso disperso, conseguente alla non completa chiusura del circuito magnetico.

Gli elementi del ricevitore che risentono particolarmente della presenza di tali campi sono compresi negli stadi di rivelazione e di amplificazione di b. f. e sono cioè:

i trasformatori;
gli elettrodi di controllo dei tubi e i collegamenti relativi;
il rivelatore fonografico;
la bobina mobile del riproduttore elettroacustico.

Particolari accorgimenti si impongono nella costituzione e nella realizzazione dei circuiti, in quanto essi portano a diminuire l'intensità del ronzio prodotto da questa causa.

Fra questi accorgimenti sono da ricordare:

la necessità di utilizzare circuiti magnetici ben chiusi per il trasformatore di alimentazione e per l'impedenza di livellamento, alla quale è da ritenere compreso anche l'avvolgimento di eccitazione del riproduttore elettroacustico;

allontanare quanto più possibile i circuiti di entrata dei tubi elettronici, evitando che i conduttori relativi risultino paralleli a quelli uscenti dal trasformatore di alimentazione o a quelli di entrata del filtro di spianamento;

far uso di schermi per i tubi, i conduttori di collegamento e gli elementi dei circuiti di b. f.;

convogliare la tensione di accensione ai filamenti dei tubi mediante conduttori intrecciati.

g) *Per irradiazione da parte del raddrizzatore di segnali modulati a frequenza doppia di quella della rete.* - I conduttori che collegano il ricevitore alla rete di alimentazione sono in condizioni di irradiare i segnali che comunque abbiano a pervenire nel raddrizzatore e venire da questi modulati alla frequenza doppia di quella della rete.

L'inconveniente si elimina collegando un condensatore da 50.000 pF. in parallelo sui conduttori di alimentazione.

2. *Modulazione di ronzìo.* — Quando una tensione a frequenza uguale o doppia di quella della rete, viene a trovarsi applicata fra griglia controllo e catodo dei tubi amplificatori di alta o media frequenza, la ricezione è accompagnata dal ronzio, perchè la corrente elettronica viene ad essere modulata dalla tensione esistente. Perchè ciò non si verifichi occorre rivedere i circuiti di alimentazione, specie per quanto riguarda le cellule di disaccoppiamento e di arresto e la disposizione degli elementi e dei conduttori di collegamento.

Rumore di fondo. - E' presente nei ricevitori e negli amplificatori elettronici ed è caratterizzato dal valore della tensione-rumore che si può ritenere applicata all'entrata dell'apparecchiatura e il cui valore è determinato dal rapporto fra la tensione del rumore esistente all'uscita e il prodotto fra l'amplificazione complessiva e la profondità di modulazione del rumore. Le cause alle quali è da imputare il rumore di fondo sono numerose. Fra le più importanti ricordiamo:

l'alimentazione in corrente alternata;

l'agitazione termica degli elettroni, in conseguenza alla quale si verificano delle variazioni di tensione ai capi dei circuiti;

la struttura non uniforme della corrente elettronica, per la quale il moto degli elettroni nei circuiti, viene ad essere sottoposto a fluttuazioni con leggi imprecisate;

il funzionamento dei tubi elettronici, per fluttuazione dell'emissione elettronica e della corrente di griglia schermo, per la presenza delle capacità filamento-anodo e filamento-griglia controllo, per emissione di elettroni da parte della griglia di controllo, ecc.

Instabilità e distorsioni prodotte dalle variazioni delle tensioni applicate agli elettrodi dei tubi. - Le cause che concorrono a mutare il valore della tensione di alimentazione sono:

le variazioni di tensione della rete di distribuzione;

le variazioni di carico e cioè dell'intensità complessiva di corrente richiesta per l'alimentazione dell'apparecchiatura, sia per esaurimento dei tubi e sia per variazione delle condizioni di funzionamento dei tubi di b. f. conseguenti alle variazioni della tensione alternativa di comando e cioè, in ultima analisi, della corrispondente tensione segnale.

Le condizioni di funzionamento dei tubi elettronici sono determinate, a parità di ogni altro fattore, dal valore delle tensioni di alimentazione degli elettrodi. Ove si verifica una variazione di tale tensione ,ne può conseguire instabilità e distorsioni, perchè vengono a mutare le condizioni di funzionamento del tubo. Occorre in merito precisare che le variazioni di tensione non sono generalmente da temere quando non superano di + o — il 20% del valore normale. Ciò semprechè l'apparecchiatura in esame sia convenientemente progettata, nel senso che il funzionamento dei tubi non sia stabilito in condizioni particolarmente critiche.

L'instabilità delle tensioni di alimentazione è sensibilmente nociva al funzionamento dello stadio variatore, perchè ad essa seguono variazioni della frequenza di funzionamento del generatore locale con conseguente diminuzione di sensibilità e selettività.

Le variazioni del carico prodotte dall'esaurimento dei tubi di b. f. sono evidenti, ricordando che viene a diminuire in tal caso l'emissione elettronica. Il fenomeno conduce all'aumento delle tensioni di alimentazione ed è generalmente accompagnato da sensibili distorsioni, dovute all'andamento particolare della caratteristica del tubo in parola, e anche, all'eccessivo valore delle tensioni di alimentazione agli elettrodi degli altri tubi.

Per ovviare a ciò occorre esaminare la costituzione del circuito di alimentazione. Si hanno a tale scopo due procedimenti diversi, e cioè: per caduta di tensione attraverso resistenze in serie ai conduttori di alimentazione e convenienti capacità volano all'entrata di essi, oppure per suddivisione potenziometrica delle tensioni. Nel primo caso si hanno maggiori possibilità di disaccoppiamento e di livellamento e anche minore valore del carico. Nel secondo caso la stabilità della tensione risulta maggiore di quella precedente; a tale ragione quest'ultimo sistema è particolarmente raccomandabile per le griglie schermo dei tubi per l'amplificazione in alta e media frequenza, per i quali cioè l'intensità della corrente di schermo è assai piccola.

Quando invece si è in presenza di variazioni di carico relative all'ampiezza del segnale, la causa risiede unicamente nel fatto che il tubo di b. f. è condotto a funzionare in condizioni di non linearità. Premesso che ciò ha da verificarsi solo nel caso di segnali di notevole ampiezza, occorre osservare che l'inconveniente s'incontra negli stadi in controfase in classe A B o in classe B e cioè funzionanti con notevole potenza di eccitazione. Per ovviare a ciò e ove non è possibile elevare la costante di tempo dei circuiti interessati all'alimentazione dei tubi, occorre adottare i seguenti accorgimenti:

— far uso di tubi raddrizzatori a vapore di mercurio e di filtri di livellamento ad impedenza di entrata, per diminuire

quanto più possibile la resistenza interna del circuito di alimentazione:

— provvedere alla polarizzazione separata dei tubi o, volendo assolutamente adottare l'autopolarizzazione, convogliare nella resistenza relativa una conveniente corrente stabilizzatrice.

Infine è da osservare che si può prendere anche in esame l'impiego di adeguati mezzi di stabilizzazione, quali i tubi al gas neon, ecc.

«ELEMENTI DEL RICEVITORE»

ANORMALITA' PRODOTTE DAL FUNZIONAMENTO DIFETTOSO DEI TUBI ELETTRONICI.

a) *Ricezione nulla*: Tubi esauriti - Filamenti interrotti - Cortocircuito interno - Dissaldatura interna o dei terminali che collegano gli elettrodi allo zoccolo.

b) *Ricezione distorta*: Tubi in via di esaurimento, segnatamente di quelli adoperati negli stadi di b. f.
Caratteristiche di funzionamento dei tubi alterate da deformazione meccanica interna - Emissione secondaria da parte di uno o più elettrodi.

c) *Ricezione accompagnata da ronzio*: Scarso isolamento filamento-catodo - Elevata capacità anodo-filamento o griglia controllo-filamento.

d) *Aumento dello scarto percentuale fra la frequenza di accordo del circuito selettore e quella del circuito del generatore*: Esaurimento del tubo variatore di frequenza.

e) *Diminuzione di sensibilità e di selettività*: Esaurimento dei tubi amplificatori di alta e media frequenza e del tubo variatore di frequenza.

f) *Microfonicità*: Vibrazioni meccaniche degli elettrodi dei tubi prodotti direttamente o indirettamente dalle emissioni acustiche del riproduttore. Il difetto è particolarmente evidente nei tubi multipli, nei tubi di piccole dimensioni e nei tubi particolarmente creati per funzionare con basse potenze di accensione.

g) *Ricezione intermittente*: Corto-circuito interno o dissaldatura dei terminali di collegamento degli elettrodi allo zoccolo di sostegno del tubo.

h) *Notevoli e continui affievolimenti su tutte le gamme*: Esaurimento del tubo variatore di frequenza.

i) *Scarsa azione del C. A. S.*: Esaurimento dei tubi sottoposti all'azione della tensione addizionatrice di polarizzazione esistente all'uscita del C. A. S. Altrimenti esaurimento o funzionamento difettoso del tubo rivelatore.

l) *Tensione di alimentazione all'uscita del filtro troppo bassa*: Esaurimento del tubo raddrizzatore.

ANORMALITA' PRODOTTE DAL COMMUTATORE DI GAMMA.

a) *Ricezione intermittente*: Contatto incerto.

b) *Ricezione limitata a qualche gamma*: Mancata commutazione o difetto di contatto.

c) *Ricezione nulla*: Mancato contatto degli elementi di commutazione. Verificare anzitutto i settori relativi al circuito del generatore locale.

d) *Ricezione debole della sola stazione locale*: Verificare la commutazione degli elementi del circuito selettore e di quelli del circuito di antenna.

e) *Ricezione normale ma debole sulle onde medie, pressochè nulla sulle onde corte*: Elevata resistenza di contatto fra gli elementi dello statore e quelli del rotore.

f) *Forte rumore di fondo e scariche che seguono immediatamente all'alimentazione del ricevitore e che precedono l'annullarsi della ricezione*: E' un'anormalità che si verifica nei ricevitori plurionda, quando l'anodo del generatore riceve la necessaria tensione di alimentazione tramite l'induttanza di reazione o quella di accordo dello stadio (alimentazione in serie), ed è prodotta da correnti di conduzione, di carattere interno o superficiale e che si verificano fra gli elementi del commutatore sottoposti alla tensione e gli elementi adiacenti che si trovano a potenziale nullo o negativo. Il difetto è unicamente da imputare a deterioramento del materiale isolante adoperato per la costruzione del commutatore.

g) *Imprecisione di arresto*: Usura o difetto meccanico del dispositivo relativo di arresto.

h) *Usura eccessiva dei contatti*: Eccessiva rigidezza assiale del rotore. Scarsa durezza delle mollette di contatto.

ANORMALITA' PRODOTTE DAL CONDENSATORE VARIABILE DI ACCORDO DEI CIRCUITI OSCILLATORI.

a) *Ricezione nulla su tutte le gamme*: Corto-circuito fra le armature del rotore e quelle dello statore della sezione del generatore.

b) *Ricezione normale in alcune zone delle gamme; nulla nelle altre zone, mentre la ruotazione è accompagnata da forti scariche*: Corto-circuito parziale fra le armature dello statore e quelle del rotore.

c) *Ricezione instabile, accompagnata da scariche particolarmente pronunciate nelle gamme delle O. C.*: Contatto rotore-massa incerto, in conseguenza al quale la corrispondente resistenza rotore-massa varia in relazione alla ruotazione del condensatore variabile.

d) *Variazione dei limiti di frequenza di ciascuna gamma, accompagnata da diminuzione di sensibilità*: Spostamento assiale del rotore.

e) *Diminuzione generale di sensibilità*: Variazione di capacità della sezione di accordo del circuito selettore. In tal caso il valore della frequenza ricevuta corrisponde ancora all'indicazione del quadrante.

f) *Ricezione di una sola stazione*: Mancata ruotazione del condensatore di accordo per difetto di funzionamento del comando relativo. Si può cioè verificare la rottura o lo scorrimento della funicella di trazione, l'usura, lo spostamento o il bloccaggio accidentale della ruota di frizione, lo scorrimento della manopola di comando o della bussola di fissaggio, ecc.

ANORMALITA' PRODOTTE DAI COMPENSATORI SEMIFISSI DI ALLINEAMENTO

a) *Ricezione nulla*: Corto-circuito fra statore e rotore del compensatore di allineamento del generatore o di quello di allineamento del circuito selettore.

b) *Ricezione debole*: Compensatore del circuito selettore con contatto rotore-massa o statore-circuito oscillatorio staccato o interrotto.

c) *Mancata corrispondenza fra la frequenza ricevuta e l'indicazione del quadrante*: Variazione accidentale di valore del compensatore di allineamento del generatore.

d) *Scarsa sensibilità sulle frequenze più elevate delle gamme*: Variazione accidentale di valore del compensatore di allineamento del circuito selettore.

e) *Disallineamento sulle frequenze più basse nella gamma delle O. M.* - Variazione di valore del compensatore in parallelo al condensatore fisso in serie del circuito oscillatorio del generatore. Altrimenti il compensatore è staccato o interrotto.

ANORMALITA' RELATIVA AI CONDENSATORI FISSI DI ALLINEAMENTO DELLO STADIO VARIATORE.

a) *Ricezione nulla*: Corto-circuito in uno qualunque dei condensatori fissi.

b) *Ricezione normale, ma debole*: Condensatore in parallelo del circuito selettore staccato, interrotto o con forti perdite.

c) *Ricezione pressochè nulla sulle frequenze più basse delle O. C.*: Condensatore in serie in corto-circuito.

d) *Disallineamento sulle frequenze più basse della gamma*: Variazione di valore del condensatore in serie.

e) *Disallineamento sulle frequenze più alte della gamma*: Variazione di valore del condensatore in parallelo del generatore.

f) *Disinnesco del generatore locale su una parte della gamma*: Forti perdite nei condensatori di allineamento.

ANORMALITA' PRODOTTE DAGLI SCHERMI, DEI TUBI, DEI TRASFORMATORI DI ALTA E MEDIA FREQUENZA E DEI CONDUTTORI DI COLLEGAMENTO NEGLI STADI CHE PRECEDONO IL RIVELATORE.

a) *Ricezione nulla*: Contatto accidentale fra lo schermo e l'elemento elettrico da esso racchiuso, quale, griglia controllo del tubo, conduttore, terminali delle induttanze, ecc.

b) *Ricezione debole non distorta*: Deterioramento dell'isolante interposto fra il conduttore e lo schermo del circuito di antenna o del circuito selettore. Altrimenti gli elementi di accordo del circuito selettore si sono spostati rispetto allo schermo entro cui sono racchiusi.

c) *Ricezione debole e distorta*: Disallineamento dei trasformatori di media frequenza prodotto da variazione accidentale di fissaggio delle induttanze rispetto allo schermo.

d) *Instabilità di funzionamento*: Contatto incerto fra schermo e massa.

e) *Funzionamento in regime di autoeccitazione degli stadi di alta o media frequenza*: Insufficiente contatto massa-schermo dei tubi o degli elementi dei circuiti corrispondenti.

f) *Aumento dello scarto percentuale di disallineamento*: Contatto difettoso fra massa e schermo del condensatore variabile di accordo e degli elementi del circuito selettore.

g) *Errata corrispondenza fra il valore della frequenza ricevuta e l'indicazione del quadrante*: Contatto difettoso fra massa e schermo degli elementi del circuito del generatore locale.

ANORMALITA' PRODOTTE DAI TRASFORMATORI DI MEDIA FREQUENZA.

a) *Ricezione nulla*: Corto circuito fra lo schermo e i terminali delle induttanze o dei condensatori e compensatori di allineamento. Corto circuito fra rotore e statore dei compensatori di allineamento. Induttanze interrotte o terminali corrispondenti staccati.

b) *Ricezione debole non distorta*: Variazione accidentale di accoppiamento e cioè di distanza fra le induttanze dei due circuiti. - Forte resistenza di contatto fra i terminali del trasformatore e i conduttori ad essi collegati e anche fra le induttanze e i compensatori di allineamento. - Forti perdite nei nuclei ferromagnetici.

c) *Ricezione debole e distorta*: Disallineamento dei circuiti oscillatori prodotto da:

variazione di capacità dei compensatori di allineamento;
mutamento accidentale dalla posizione di accordo dei nuclei ferromagnetici;
corto circuito fra i nuclei ferromagnetici e la massa;
induttanze parzialmente in corto circuito;
variazione di posizione fra lo schermo e le induttanze.

d) *Funzionamento in regime di autoeccitazione del tubo (o dei tubi) amplificatore di M. F.*: Variazione accidentale di accoppiamento tra le induttanze dei due circuiti (accoppiamento troppo stretto).

Errato senso di avvolgimento delle induttanze, oppure errato collegamento fra i terminali del trasformatore e i conduttori relativi.

Conduttore di collegamento all'elettrodo di controllo del tubo, non schermato.

Disallineamento prodotto da variazioni accidentali di valore degli elementi costituenti o da errata messa a punto.

ANORMALITA' PRODOTTA DAGLI SCHERMI, DEL CIRCUITO RIVELATORE, DI AMPLIFICAZIONE DI B. F. E DI ALIMENTAZIONE.

a) *Ricezione nulla*: Corto-circuito fra lo schermo e l'elemento da esso racchiuso. Quando il corto-circuito si verifica tra i conduttori della linea di alimentazione e lo schermo corrispondente, si ha la distruzione dei fusibili dell'impianto elettrico al quale è collegato il ricevitore.

b) *Ricezione cupa*: Aumento della capacità comunque esistente fra massa e schermo degli elementi dei circuiti, segnatamente conduttori, percorsi dalle correnti acustiche.

c) *Funzionamento in regime di autoeccitazione degli stadi di b. f.*: Contatto massa-schermo dei tubi, difettosi o addirittura inesistente.

d) *Ricezione accompagnata da ronzio a frequenza della rete, indipendente dalla frequenza di accordo del ricevitore*: contatto difettoso fra massa e schermo degli elementi di entrata del circuito di alimentazione.

e) *Ricezione accompagnata da ronzio a frequenza doppia di quella della rete di alimentazione*: Contatto difettoso fra massa e schermo degli elementi di uscita del circuito di alimentazione.

f) *Ricezione debole*: Forti dissipazioni dei conduttori schermati dovute a cattivo isolamento fra lo schermo e i conduttori percorsi dalle correnti acustiche.

ANORMALITA' DA IMPUTARE AL RIPRODUTTORE ELETTRODINAMICO.

a) *Audizione nulla*: Bobina mobile del riproduttore interrotta, staccato o in corto-circuito.

Movimento del cono bloccato per la presenza di corpi estranei fra il nucleo e la bobina mobile o per difetto di centraggio o eccessivo indurimento del cono.

Induttanza di eccitazione interrotta o staccata.

Nucleo magnetico del riproduttore non chiuso.

b) *Audizione intermittente accompagnata da distorsione*: Bobina mobile fuori centro o contatto incerto fra i corrispondenti conduttori di collegamento. Altrimenti esiste un corto circuito fra i conduttori di collegamento della bobina mobile o fra uno di essi e la parte metallica del riproduttore.

c) *Audizione cupa*: Movimento troppo lento del cono. Per ovviare a ciò occorre alzare il cono al centro o alla periferia.

d) *Audizione debole accompagnata da ronzio*: Bobina di eccitazione solo parzialmente in corto circuito. Bobina mobile non interamente immersa nel campo magnetico del nucleo o per difetto di fissaggio, oppure per errate caratteristiche del cono.

e) *Audizione distorta*: Cono lesionato. Bobina mobile fuori centro. Impedenza della bobina mobile inadatta alle caratteristiche del trasformatore di uscita.

f) *Riproduzione distorta delle note basse accompagnate da notevole aumento di potenza*: Frequenza di risonanza del cono troppo alta o vibrazione acustica delle parti componenti per difetto di fissaggio.

g) *Tensione fra il cestello metallico del riproduttore e la massa*: Corto-circuito fra il cestello metallico e uno dei due terminali della bobina di eccitazione.

La modulazione nelle radiotrasmissioni

(Continuazione vedi N. 13-14-1943)

ing. B. PIASENTIN

(2539)

IX

TRASMISSIONI CON SOPPRESSIONE DELL'ONDA PORTANTE

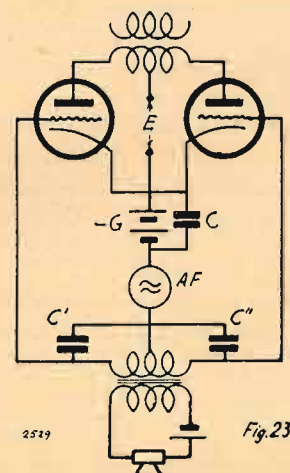
In tema di modulazione vogliamo ora accennare brevemente a un interessante e particolare sistema di trasmissione il quale si fonda essenzialmente sul modo del tutto speciale di ottenere la modulazione: si tratta delle trasmissioni senza onda portante. Abbiamo già visto in altra parte di questa trattazione come nella trasmissione possa benissimo eliminarsi l'irradiazione dell'onda portante, con notevole vantaggio nella economia della energia irradiata, e quindi spesa, a parità di risultati con una trasmissione normale. Naturalmente un tale sistema di trasmissione esige anche un tutto speciale sistema di ricezione per cui un normale radioricevitore diventerebbe in questo caso completamente inservibile a meno di non apportarvi delle modofiche e delle aggiunte sostanziali. Infatti abbiamo già visto trattando analiticamente della modulazione come alla ricezione sia indispensabile ed essenziale la presenza della portante per poter avere dal suo battimento con le bande laterali, la frequenza di modulazione.

Se invece la portante manca, evidentemente non è più possibile ricostruire la frequenza di modulazione a meno di non creare con mezzi propri locali una portante fittizia a mezzo di un oscillatore collegato al ricevitore stesso; ed è appunto quello che si fa in pratica per poter realizzare una trasmissione e relativa ricezione, irradiando le sole bande laterali. Naturalmente una trasmissione senza onda portante esige delle apparecchiature di trasmissione e di ricezione notevolmente più delicate e complesse che una comune radiotrasmissione, cosicchè un tale sistema di ricezione trova la sua ragione di esistere solo in casi di carattere speciale, particolarmente nell'uso militare e politico per realizzare delle trasmissioni segrete non facilmente intercettabili.

Per effettuare la trasmissione di un'onda modulata sopprimendone la portante, si possono presentare numerose soluzioni: fra le più note è quella illustrata in fig. 23.

In essa si hanno due triodi amplificatori montati fra loro in opposizione di fase con le rispettive griglie connesse ai capi del secondario di un apposito trasformatore microfonico T provvisto di centro elettrico; detto centro elettrico del secondario è collegato ai due catodi delle valvole messi in comune, attraverso una serie formata di due sorgenti di forza elettromotrice, una la $-G$ necessaria alla polarizzazione base negativa dei due triodi, l'altra AF che può essere costituita da un qualsiasi generatore di corrente oscillante a radiofrequenza, alternatore od oscillatore elettronico opportunamente collegato. Le due sezioni del secondario di T comprese fra gli estremi e il centro elettrico sono shuntate da due condensatori fissi $C' C''$ il cui compito è quello di permettere la libera circolazione delle oscillazioni a radiofrequenza generate da AF e che altrimenti sarebbero arrestate dalla enorme impedenza offerta dalla induttanza degli avvolgimenti di T. Gli anodi delle due valvole sono pure collegati agli estremi del primario di un apposito trasformatore T' provvisto di centro elettrico e collegato alla sorgente di alimentazione di alta tensione E; naturalmente il trasformatore T' ha caratteristiche completamente diverse da T, essendo costruito per l'impiego in alta frequenza, quindi in aria; il suo secondario è ovviamente accordato sulla frequenza del generatore AF.

Così stando le cose, le griglie delle due valvole sono alimentate ambedue da un medesimo potenziale base di polarizzazione al quale si sovrappone l'oscillazione di alta frequenza AF; la sorgente di polarizzazione $-G$ è shuntata da un condensatore fisso C per permettere la libera circolazione dell'alta frequenza. Essendo le valvole collegate in opposizione fra loro e funzionando ambedue nelle medesime condizioni (quando il microfono non lavora), anche le rispettive variazioni di corrente anodica saranno in opposizione, quindi l'effetto di due variazioni simmetricamente eguali sarà ovviamente nullo sul secondario di T'. Non appena però ai capi del trasformatore microfonico si desta una qualsiasi differenza di potenziale

Fig.23

per effetto di una qualunque onda sonora che investa il microfono, essa andrà a sovrapporsi alla tensione negativa di polarizzazione di griglia $-G$, e a causa dei suoi segni opposti renderà le due griglie, rispettivamente, una più negativa e una meno negativa di una stessa quantità rispetto al valore base $-G$. Acquistando allora le griglie delle due valvole polarizzazioni diverse, anche le rispettive correnti anodiche risulteranno diverse cosicchè sul secondario di T' l'effetto non si manterrà più nullo ma vi circolerà bensì una corrente ad alta frequenza proporzionale alla differenza delle correnti in gioco nel primario, automaticamente modulata secondo le variazioni impresse dal microfono. E' una vera e propria modulazione per variazione del potenziale di griglia, subordinata alla condizione che l'irradiazione dell'onda avviene solamente in presenza di modulazione.

Naturalmente condizione essenziale affinchè ciò possa verificarsi è che i due triodi lavorino in classe B.

Sistemi per sopprimere l'emissione dell'onda portante ve ne sono altri, ma non è ora il caso di soffermarci su questo argomento strettamente particolare. In generale sono sempre circuiti abbastanza critici e delicati di messa a punto e funzionamento, così che il loro impiego è limitato a casi speciali.

X

LA MODULAZIONE DI FREQUENZA (*)

Accenneremo ora brevemente a un altro metodo fondamentale di modulazione basato su principi completamente diversi di quelli finora applicati, e precisamente vogliamo alludere

(*) Vedasi sull'argomento il volume: G. TERMINI - *Modulazione di frequenza* - Ed. Il Rostro.

alla modulazione di frequenza, la quale presenta notevoli vantaggi e pregi rispetto alla modulazione di ampiezza, anche se finora è molto poco conosciuta e applicata.

Esso richiede però oltre che dei trasmettitori completamente diversi dai normali, anche dei radioricevitori costruiti in base a principi completamente diversi, sì che la sua applicazione significa un completo rivolgimento nella tecnica costruttiva degli apparecchi, ed è questa forse uno dei maggiori motivi che sinora ne hanno ritardato la diffusione.

L'idea della modulazione di frequenza è abbastanza vecchia, ma chi affrontò per primo seriamente il problema pervenendo a concreti risultati pratici suscettibili di rapida applicazione e diffusione è stato l'americano Armstrong.

Devesi riconoscere che gli attuali radioricevitori per trasmissioni modulate in frequenza sono notevolmente più delicati e complessi dei comuni radioricevitori, ma non bisogna però dimenticare che trattandosi di un sistema completamente nuovo, siamo ancora agli inizi, non bisogna dimenticare quale forma e quale aspetto e quanto complicato era un apparecchio radio di 15 anni fa, quindi col tempo, con lo studio e con l'esperienza si potrà certamente compiere, e in molto più breve tempo, nel campo della modulazione di frequenza, quello stesso cammino che è stato compiuto dal vecchio apparecchio a risonanza alla modernissima supereterodina.

Chi scrive è dell'opinione che la già tanto perfetta modulazione di ampiezza, a un certo momento verrà considerata come un sistema sorpassato, in considerazione dei grandissimi vantaggi offerti dalla modulazione di frequenza quando saranno stati risolti tutti i problemi inerenti alla sua perfetta realizzazione pratica, problemi che saranno sicuramente affrontati e risolti come già lo furono altri che 15 anni fa sembravano forse insolubili.

Vogliamo ora vedere molto succintamente su quali principi si fondi questo nuovo sistema di modulazione e quali siano i vantaggi che ne derivano.

Analizzando l'espressione analitica di una grandezza sinusoidale, abbiamo visto precedentemente come essa risulti definita da tre parametri, *ampiezza, frequenza, fase*, su ognuno dei quali è possibile agire per realizzare un processo di modulazione.

Parlare di una grandezza alternativa modulata in frequenza significherà ovviamente agire in qualche modo sul parametro ω nè più e nè meno come nella modulazione di ampiezza si agiva sulla ampiezza A. Ora, agire su ω significa modificare la frequenza della oscillazione portante, per cui possiamo subito arguire la sostanziale differenza che esiste fra i due sistemi di modulazione quando si ricordi che nella modulazione di ampiezza era invece requisito essenziale la costanza della frequenza portante.

Con la modulazione di frequenza rendiamo quindi variabile quello che nella modulazione di ampiezza doveva mantenersi costante, mentre manteniamo costante quello che nella modulazione di ampiezza era variabile. Avremo così una oscillazione portante di ampiezza costante e di frequenza continuamente variabile secondo la legge impressa dalla modulazione. Alla ricezione avremo dei circuiti congegnati in modo che alle variazioni di frequenza corrispondano proporzionali variazioni di ampiezza con le quali, previa rivelazione potremo poi far funzionare un qualunque sistema di riproduzione elettroacustica.

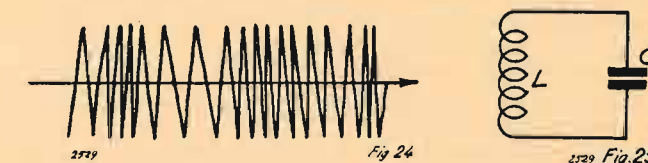
Graficamente un'onda modulata in frequenza si presenterà come una successione continua di sinusoidi, lungo la quale, con una certa legge comunque variabile determinata dalla modulazione, si susseguiranno periodi e gruppi di periodi di diverse pulsazioni; in assenza di modulazione tale successione di sinusoidi acquisterà una pulsazione costante corrispondente alla oscillazione generata dall'oscillatore AF. La fig. 24 ne dà una approssimata rappresentazione grafica.

Per una maggiore comprensione, a titolo di esempio consideriamo per semplicità il circuito di fig. 25 costituente il solito circuito oscillante formato da una induttanza e una capacità. Esso, per un assegnato valore di L e di C presenterà caratteristiche di risonanza per una determinata frequenza, costante indefinitamente qualora iindefinitamente costanti si mantengano i valori di L e di C; ma se uno di essi varia anche di pochissimo, inevitabilmente si verificherà uno spostamento nella frequenza di risonanza del circuito. Ora, la L sia costante e supponiamo invece la C variabile, e precisamente costituita da due sottili lamine metalliche affacciate, separate da un piccolo strato d'aria, delle quali una sia fissa e l'altra sia suscettibile di un movimento oscillatorio sotto l'azione di una sollecitazione esterna quale può essere quella di un'onda sonora che agisca a mezzo di un adeguato amplificatore applicato a un microfono.

Potremmo per analogia e maggior chiarezza riguardare tale lamina vibrante come se fosse l'equipaggio mobile di un altoparlante. Quando una onda sonora di una certa frequenza investirà il microfono, la nostra armatura oscillante vibrerà con la medesima frequenza e con un'ampiezza proporzionale a quella dell'onda sonora. Tali oscillazioni meccaniche determineranno corrispondenti variazioni nella capacità di C cui corrisponderanno analoghe variazioni della frequenza di risonanza del circuito $L\,C$, variazioni tanto più ampie quanto più lo saranno le oscillazioni dell'armatura mobile di C, cioè l'intensità del suono incidente. Naturalmente la proporzionalità fra le oscilazioni della lamina e il suono originale, dipende dalle caratteristiche dell'amplificatore che li collega.

La variazione di frequenza varia con la radice quadrata della variazione di capacità.

In base a quanto sopra possiamo quindi già stabilire che

Fig 24 Fig.25

la frequenza di risonanza quando il microfono non lavora e il condensatore C si può considerare fisso, subisce degli spostamenti i quali dipendono esclusivamente dall'ampiezza della frequenza modulatrice e sono indipendenti dalla frequenza vera e propria di modulazione. Se ben ricordiamo le caratteristiche fondamentali della modulazione di ampiezza, possiamo dedurre da questa nostra osservazione una interessante legge di dualità che lega in certo modo fra loro i due diversi sistemi di modulazione, e precisamente:

« Mentre nella modulazione di ampiezza la larghezza del canale occupato dalla frequenza portante modulata dipende esclusivamente dalla frequenza di moduazione, nella modulazione di frequenza invece la larghezza della gamma occupata dalla portante durante le sue variazioni estreme dipende solo ed esclusivamente dall'ampiezza della grandezza modulatrice ».

Supponiamo infatti che un suono della frequenza di 800 Hz investa il microfono, e tanto per stabilire un ordine di riferimento supponiamo che la sua intensità sia tale da provocare sulla armatura mobile del condensatore C spostamenti di $1/4$ di millimetro rispetto alla posizione di riposo; per ogni periodo completo della frequenza di modulazione, l'oscillazione portante determinata dalle caratteristiche di $L\,C$ subirà in corrispondenza ad ogni semiperiodo rispettivamente un aumento e una diminuzione di frequenza, quindi complessivamente due variazioni di segno opposto. Quindi alla frequenza di modulazione di 800 Hz corrisponderanno 1600 variazioni di frequenza, tutte eguali e susseguentesi alternativamente con segno opposto. Viene a stabilirsi in definitiva una specie di corrispondenza biunivoca fra semicicli positivi o negativi della grandezza modulatrce e rispettivi aumenti o diminuzioni della frequenza portante. Il processo di trasmissione realizzerà quelle relazioni che devono legare i cicli di modulazione a corrispondenti variazioni di frequenza; la ricezione dovrà realizzare il processo inverso e cioè trasformare le variazioni di frequenza nei corrispondenti cicli di modulazione che le hanno determinate.

Dunque la nostra frequenza acustica di modulazione di 800 Hz. prima considerata, supponiamo provochi uno spostamento di $1/4$ di millimetro, e che tale spostamento corrisponda a un

suono musicale di intensità normale; la frequenza si sposterà di un certo numero di Hz., poniamo per es. 400. Lo stesso suono, quando la sua intensità sia la massima supponiamo che determini invece uno spostamento di 1 millimetro e nell'ipotesi che la variazione di frequenza vari linearmente con la capacità, e la capacità linearmente con lo spostamento, la frequenza si sposterà di 1600 Hz. Si può quindi subito arguire che se il massimo spostamento corrispondente a un massimo di modulazione è di 1600 cicli, rispettivamente in più e in meno, la larghezza della gamma occupata dalla nostra oscillazione modulata in frequenza varierà da un massimo a un minimo raggiungendo al massimo uno scarto di 3200 Hz. L'ampiezza della oscillazione si manterrà costante. E' ovvio che se il circuito LC fa parte di un oscillatore elettronico, si avrà come risultato definitivo la generazione di una oscillazione portante modulata in frequenza (1).

Un esame più rigoroso del processo può farci osservare come anche la frequenza di modulazione influisce, per quanto in assai minor misura, sulla larghezza del canale di frequenza occupato da un'onda modulata in frequenza; infatti una frequenza di modulazione molto bassa, per es. sugli 80 Hz, implica degli spostamenti meccanici molto ampi, mentre invece una frequenza più elevata, per es. sui 1000 Hz., a parità di potenza acustica, implica degli spostamenti molto minori dell'equipaggio mobile di un qualunque sistema di riproduzione acustica. Le conseguenze agli effetti della variazione di frequenza sono facilmente deducibili: una frequenza di modulazione molto bassa determina uno spostamento di frequenza maggiore di quello di una frequenza più elevata a parità di intensità.

Vogliamo ancora osservare e mettere in evidenza la sostanziale diversità dei fenomeni che determinano la larghezza del canale di frequenze occupato da una oscillazione elettrica modulata con i due diversi sistemi di modulazione. Precisamente nella modulazione di ampiezza, il risultato finale è la formazione e presenza contemporanea di più oscillazioni a frequenze diverse, la portante e le relative bande laterali che si estendono simmetricamente ai lati della portante. Nella modulazione di frequenza invece in ogni singolo istante siamo sempre in presenza di una sola oscillazione avente caratteristiche ben determinate istante per istante, la quale per effetto della modulazione si sposterà da un massimo a un minimo fra i quali resta ben delimitata la larghezza del canale di trasmissione. Lungo il tempo la stessa frequenza potrà ripresentarsi quante volte vogliamo, ma ciò che è fondamentalmente caratteristico è la «irrequietezza» della frequenza che varia continuamente entro un piccolo intorno ma si mantiene sempre unica istante per istante.

Abbiamo visto precedentemente come da una oscillazione modulata in ampiezza si può risalire alla grandezza modulatrice; nel caso della modulazione di frequenza, come da una successione di variazioni di frequenza si possa risalire alle corrispondenti variazioni di ampiezza della grandezza modulatrice, è argomento completamente nuovo che esula dallo scopo del presente articolo ma di cui avremo occasione di parlarne prossimamente. Per ora ci basti sapere che la cosa è già stata brillantemente risolta e in alcuni paesi è già argomento di attualità nelle applicazioni pratiche.

I problemi che vi si collegano, non sono così facili e semplici come potrebbe far pensare la voluta semplicità di queste brevi note, e le complesse difficoltà che si presentano per una soluzione pratica del problema ne hanno certamente ritardato e ostacolato finora la diffusione, nonostante i pregi evidentissimi che il sistema presenta.

Avremo occasione di soffermarci in modo particolare altra volta su questo interessante problema, che potrebbe forse costituire un giorno la soluzione avvenire delle radiotrasmissioni, specialmente alle frequenze molto elevate.

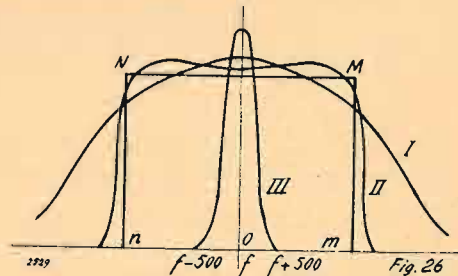
(1) I dati sopracitati sono semplicemente indicativi a scopo di esempio e non hanno per ora una così vicina rispondenza nella realtà, dati gli attuali sistemi finora usati di sperimentazione.

XI

ALTRE NOTE SULLA RICEZIONE DI UN'ONDA MODULATA IN AMPIEZZA

Abbiamo parlato finora della modulazione in generale, delle sue leggi fondamentali e dei vari modi di attuarla. Vogliamo ora vedere particolarmente in quale modo essa influisce sul funzionamento di un radioricevitore determinandone le caratteristiche essenziali, sia nella tecnica della amplificazione di alta frequenza sia nel delicato processo di rivelazione.

Abbiamo visto come la modulazione di ampiezza ha per effetto di far sorgere parallelamente alla frequenza portante le bande laterali, le quali possono spostarsi anche notevolmente dalla frequenza portante, e che per poter ricostruire la frequenza di modulazione è necessaria la presenza contemporanea di tutte queste frequenze in modo che dal loro battimento si può risalire appunto alla grandezza modulatrice. Ciò significa che un radioricevitore deve avere caratteristiche tali da poter ricevere e amplificare contemporaneamente tutte queste diverse frequenze nate dalla modulazione, e amplificarle senza alterarne i reciproci rapporti di intensità. Riportando su un asse orizzontale le frequenze e su uno verticale la amplificazione, posto che il canale di modulazione occupi la larghezza compresa fra m ed n e che o sia la portante modulata, il diagramma ideale di amplificazione di un radioricevitore dovrebbe essere rappresentato dal rettangolo $m\,M\,N\,n$ (vedi fig. 26).

Fig. 26

Supposta F_{max} la massima frequenza di modulazione ed f la frequenza portante, se abbiamo un radioricevitore perfettamente accordato sulla f e avente una selettività tale da non lasciar passare un canale di frequenze più largo di un kHz, qualora la nostra frequenza di modulazione Ω_{max} corrisponda a 4000 Hz, benchè la portante sia modulata, noi riceveremo solo una grandezza di frequenza costante f non avente in sè impressa alcuna caratteristica di modulazione. Ciò è evidentissimo ed è chiaramente convalidato dalle relazioni (5) viste precedentemente; infatti il nostro radioricevitore amplificando solo un canale di modulazione non più largo di 1 kHz potrebbe amplificare e rivelare segnali di modulazione di frequenza non superiore ai 500 Hz, ai quali corrisponderebbero bande laterali rispettivamente di frequenze $f + 500$ ed $f - 500$, fra le quali lo scarto è appunto di un kHz: Tutte le frequenze di modulazione superiori ai 500 Hz sarebbero così energicamente attenuate da considerarle praticamente non presenti. Quindi modulando la nostra portante con una frequenza di 4000 Hz. equivale a formare bande laterali $f + 4000$ ed $f - 4000$, che il nostro radioricevitore non è in grado di amplificare col risultato quindi di non rivelare alcuna traccia di modulazione sull'onda modulata portante di accordo, poichè, non essendo presenti le bande laterali, non possono verificarsi le (5) cioè il battimento corrispondente alla frequenza di modulazione.

Dal momento che la gamma delle frequenze acustiche sufficienti a dare una normale riproduzione di una esecuzione musicale non oltrepassa la massima frequenza di 5000 Hz, è naturale che un normale radioricevitore dovrà avere caratteristiche di selettività corrispondenti, dovrà cioè essere in grado di amplificare uniformemente tutte le frequenze che differiscano in più e in meno al massimo di 5000 Hz dalla portante. Praticamente i 5000 Hz sono stati ridotti a 4500. D'altronde un radioricevitore avente selettività tale da non lasciar passare un canale più largo di un kHz sarebbe sempre un apparecchio

eccezionale dal momento che le caratteristiche di un normale radioricevitore già difficilmente permettono di amplificare canali di modulazione della larghezza di 10 kHz, e si rendono necessari accorgimenti non applicabili su larga scala per limitare la larghezza della curva di sintonia a 7-8 kHz.

Ovviamente in quest'ultimo caso la maggiore selettivivtà viene ottenuta a tutte spese della qualità di riproduzione nella quale tutte le frequenze più alte risultano fortemente attenuate se non addirittura mancanti. Selettività e qualità sono quindi due termini antitetici per cui finora è stato solo possibile trovare delle soluzioni di compromesso; i problemi inerenti alla compatibilità di questi due importanti requisiti di un radioricevitore portarono a numerose soluzioni fra le quali quella che finora si è affermata e sulla quale è impostata la attuale tecnica costruttiva ed è costituita dall'impiego dei filtri di banda la cui diffusione venne oltremodo facilitata dall'affermarsi della supereterodina.

E' noto che detti filtri di banda altro non sono che dei circuiti, accoppiati fra di loro in modo da determinare una curva risultante di sintonia che si avvicini sensibilmente alla forma rettangolare, così che oltre le frequenze corrispondenti alle estreme bande di modulazione la attenuazione si porti rapidamente verso valori molto grandi. E' chiaro che in tal modo si ottiene una amplificazione uniforme lungo tutta la larghezza della banda di modulazione, mentre tutte le frequenze oltre le bande estreme vengono così fortemente attenuate da poterle considerare praticamente annullate.

In fig. 26 sono rappresentati tre esempi di curve di sintonia essenzialmente diverse fra loro: la I potrebbe essere quella di un normale radioricevitore ad amplificazione diretta non molto selettivo, i cui circuiti presentassero quindi un notevole smorzamento; un radioricevitore la cui curva risultante di sintonia fosse simile alla I avrebbe una selettività assai scarsa e una riproduzione acustica buona dato l'inapprezzabile attenuazione delle bande laterali anche per frequenze di modulazione superiori ai 5000 Hz. la II potrebbe essere invece quella di un buon radioricevitore a supereterodina ove l'impiego di ben studiati filtri di banda persegue una ottima selettività assieme a una ottima qualità di riproduzione; naturalmente il guadagno di selettività è stato ottenuto a spese della qualità di riproduzione la quale pur mantenendosi ottima è pur sempre inferiore a quella ottenuta in corrispondenza alla curva I.

La III corrisponderebbe invece alle caratteristiche di un radioricevitore eccezionalmente selettivo, quale si potrebbe ottenere ad esempio stabilizzando la frequenza di uno degli stadi a media frequenza di una supereterodina con un cristallo di quarzo. Naturalmente la ricezione di una normale modulazione musicale con un simile radioricevitore sarebbe assolutamente impossibile a meno di non ricorrere a particolari artifici. Infatti mentre le più basse frequenze di modulazione sarebbero amplificate moltissimo, tutte quelle più elevate risulterebbero praticamente annullate, ossia, per essere più esatti, esse sarebbero così enormemente attenuate da non essere praticamente avvertite; infatti non è esatto parlare di taglio delle bande laterali, come generalmente si usa dire, ma bensì di una loro più o meno forte attenuazione, cosicchè sull'anodo dell'ultima valvola amplificatrice di alta frequenza e nel circuito di rivelazione saranno sempre presenti tutte le frequenze di modulazione, solo più o meno alterate nei loro rapporti di intensità dal grado di selettività dei circuiti che precedono. A prova di ciò sta il fatto che se la successiva amplificazione del segnale rivelato si opera con opportuni mezzi in modo da correggere le alterazioni determinate dalla elevata selettività dei circuiti precedenti, è ancora possibile la ricezione del segnale senza riscontrarvi distorsioni praticamente apprezzabili.

Quindi nella pratica comune, la curva di risonanza di un normale radioricevitore deve essere un felice compromesso fra i casi limiti I e III, suscettibile eventualmente di una regolazione manuale per adeguare la selettività e la larghezza della banda passante nei singoli diversi casi.

RECENSIONI

CARLO TAGLIABUE - **Impianti elettroacustici - Microfoni, Amplificatori, Altoparlanti e accessori - Calcolo delle installazioni - Tecnica del cinesonoro - 218 incisioni, 24 tabelle, 22 nomogrammi - «Radio Industria», Milano (1944), L. 75,-.**

L'atteso libro del Tagliabue ha visto la luce verso la fine di aprile incontrando immediatamente un successo più che sensibile. La trattazione è stata fatta dall'autore che conta vari anni di esperienza nel campo, con indiscutibile senso pratico e con un'abilità saliente.

Un libro sull'elettroacustica può prestarsi sempre a delle critiche in quanto il tema nuovo e, diremmo insidioso, si presta a delle involontarie manchevolezze dovute allo stato di sviluppo dei concetti teorici e delle pratiche applicazioni della materia.

L'Autore si è volutamente limitato a trattare appunto le questioni pratiche. Il volume, contenuto in poco meno di 300 pagine, è destinato ai tecnici e segue essenzialmente la trattazione di problemi riguardanti le installazioni e la posa dei relativi impianti.

La prima parte del volume riguardante l'acustica generale, i traduttori, l'amplificazione di bassa frequenza, è svolta in forma succinta e a carattere informativo: è utile tuttavia a fornire gli elementi basilari indispensabili a chi svolge un'attività professionale nell'ambito degli impianti cosidetti sonori, siano essi ripetitori, siano cinematografici, siano di telefonia intercomunicanti.

La seconda parte del libro entra nel vivo della questione degli impianti e tratta cioè dell'adattamento delle impedenze, del calcolo delle linee, della potenza richiesta, della dinamica dei suoni, della sistemazione dei microfoni, non trascurando particolari di principio e di realizzazione sui filtri, sull'espansione del volume, sul'a regolazione della sensibilità e della tonalità.

Nella terza parte vengono passati in rassegna gli impianti tipici e forniti dei consigli sulla scelta dei vari componenti in relazione alle specifiche applicazioni.

Assai importante è l'ultima parte che contiene una ricca raccolta di tabelle, nomogrammi, diagrammi e formule.

(*l. p. b.*)

Un semplice sistema di allargamento di banda per la ricezione delle onde corte

C. J. von LOON (2548/3)
(tradotto dalla Révue Techn. Philips)

I sistemi di allargamento di banda già in altri articoli esaminati su queste pagine, comportavano degli elementi variabili indipendenti (condensatore variabile o induttanza variabile) da quelli delle gamme ad onda lunga e media, per la sintonizzazione delle stazioni comprese nella banda. Da allora è stato studiato un nuovo sistema che permette di effettuare la sintonizzazione per mezzo dell'usuale condensatore variabile. Per portare la variazione della capacità entro i limiti richiesti si usano dei condensatori fissi. In questo articolo si espongono i principi del sistema ed alcune particolarità di realizzazione.

I vantaggi principali del sistema sono, oltre ad un miglior rapporto segnale-fruscio ed alla totale assenza dell'effetto microfonico, la semplice costruzione meccanica e la facile manovra. Questa si riduce ad essere eguale a quella delle onde medie; la sintonizzazione si ottiene senza nessun comando supplementare.

INTRODUZIONE.

La frequenza di risonanza di un circuito composto da una induttanza fissa e da un condensatore variabile di costruzione normale, varia tra due valori che stanno generalmente in rapporto da 1 a 3,5.

Nei normali ricevitori radio le tre gamme d'onda di uso comune (lunghe: da 700 a 2000 metri; medie: da 160 a 560 metri; corte: da 13 a 50 metri) si coprono con lo stesso condensatore variabile, cambiando la bobina in circuito, per mezzo di un commutatore.

Nella gamma delle onde corte da 13 a 50 mt., l'intera corsa del condensatore variabile corrisponde quindi ad una variazione di frequenza di 22000 — 5800 = 16200 kHz. Se in questa gamma si trovano due stazioni trasmittenti le cui frequenze differiscono 10 kHz, basterà uno spostamento assai piccolo del condensatore variabile (in media 1/1600 della intera corsa) per trasportare la sintonia da una all'altra delle stazioni.

Affinchè in onde corte la sintonizzazione sia facile come in onde medie, occorrerebbe non solo un comando estremamente fine e minuziosamente ripetibile del condensatore variabile, ma anche una scala assai ingombrante.

Questa realizzazione presenta delle difficoltà di ordine costruttivo tali che ci si è sforzati di risolvere il problema diversamente. In ottemperanza ad accordi internazionali tuttora vigenti, le stazioni trasmittenti in onde corte sono raggruppate in sette striscie o bande di frequenza relativamente strette (vedi tavola I). Ciascuna di queste bande può essere considerata come una gamma d'onda indipendente, analoga a quelle ad onde medie e lunghe, con la sola differenza che la frequenza in queste bande non varia nel rapporto 1 : 3,5, ma solamente di qualche percento (colonna $\Delta f/f$ della tavola I). E' quindi possibile sintonizzare ciascuna banda per mezzo di una induttanza e di un condensatore fisso (rigorosamente ocstanti), ed ottenere le piccole variazioni di frequenza per esplorare la banda per mezzo di un condensatore variabile o di una induttanza variabile. Basterà fare in modo che l'elemento variabile abbia un valore eguale a qualche centesimo dell'elemento fisso; occorre inoltre fare in modo che i valori dell'elemento variabile siano perfettamente ripetibili.

Ciascuna banda risulta così distribuita su tutta la corsa dell'elemento variabile ed avrà una scala di frequenze con normale densità delle stazioni. E' questa essenzialmente la ragione per cui questi sistemi di sintonizzazione vengono indicati sotto il nome di «band-spread» (allargamento di banda).

In un articolo precedente sono stati esposti il principio di funzionamento e la realizzazione di due sistemi di allargamento di banda. Nel primo di detti sistemi la sintonizzazione su ciascuna banda viene ottenuta con una combinazione di bobine e di condensatori fissi di adatto valore.

L'apparecchio corredato con questo sistema era una supereterodina a tre circuiti accordati e precisamente: il circuito di antenna, il circuito amplificatore di alta frequenza, il circuito dell'oscillatore.

L'allargamento delle bande veniva applicato unicamente sull'ultimo dei tre suddetti circuiti. Per sintonizzare ,almeno approssimativamente, i due circuiti precedenti occorreva dapprima regolarli sulla banda desiderata con l'usuale gruppo di condensatori variabili; indi un commutatore permetteva di sostituire il condensatore variabile del circuito oscillatore con una capacità fissa schuntata da un piccolo condensatore variabile. Quest'ultimo era munito di comando ed indicatore di stazioni separati, il che permetteva di sintonizzare con precisione le stazioni della banda considerata.

Nel secondo sistema si utilizzava per tutte le bande la medesima bobina di valore fisso e la sintonizzazione su ciascuna banda veniva realizzata portando in posizione rigorosamente determinata il complesso dei condensatori variabili utilizzati nella sintonizzazione delle gamme normali.

I tre circuiti risultavano perciò sintonizzati per la banda desiderata; su due di essi, e precisamente quello dell'oscillatore e quello dello stadio amplificatore di AF, l'allargamento veniva ottenuto per variazione di induttanza, con un nucleo di materiale magnetico avente un comando ed un indice propri.

Non è nostra intenzione esaminare i pro ed i contro dei due suddetti sistemi; vogliamo far risaltare invece il fatto che l'impiego di detti sistemi richiede due comandi supplementari sul pannello frontale dell'apparecchio; uno per la scelta della banda ed un secondo per la sintonizzazione delle stazioni comprese in detta banda. Per quanto questo aumento dei comandi sia in contrasto con l'attuale tendenza a semplificare la manovra degli apparecchi riceventi, pure ci si dovette accontentare della soluzione nella speranza che la complicazione venisse bilanciata dalle nuove qualità raggiunte. Dopo qualche tempo però il fattore novità ha cessato di avere effetto; si trattò quindi non solo di perfezionare il sistema, ma anche di semplificare la manovra. Ogni semplificazione costruttiva permetterà l'applicazione del sistema anche su apparecchi a buon mercato, e metterà pertanto il progresso raggiunto a disposizione di un maggior numero di interessati.

Il sistema di cui si vuol trattare ora soddisfa pienamente ogni esigenza nei riguardi della semplice manovra.

Eccone l'essenza: è superfluo effettuare la sintonizzazione sulla banda per mezzo di un elemento variabile separato quando si ha già a disposizione un condensatore variabile. E' vero che la sua variazione è varie centinaia di volte maggiore di quanto si richiede per la sintonizzazione in ogni banda; ma è anche vero che ricorrendo ad un semplicissimo procedimento si può riportare la variazione di capacità a qualsiasi valore desiderato. Il dispositivo di comando separato per la sintonizzazione nelle bande è quindi superfluo; essa può essere effettuata con il comando di sintonia delle altre gamme, mentre la scelta della banda viene ottenuta per mezzo del normale commutatore di gamma.

UTILIZZAZIONE DEL CONDENSATORE VARIABILE COME ELEMENTO DI SINTONIZZAZIONE NELLA BANDA ALLARGATA.

Per essere precisi si tratta di curare le cose in modo che la corsa complessiva del condensatore variabile produca una variazione ΔC della capacità C del circuito oscillatore, facendo sì che $\Delta f/f = \frac{1}{2} \Delta C/C$ abbia i valori riportati nella tavola I (o lievemente maggiori di questi).

TAVOLA I

Banda in metri	Limiti di frequenza in MHz	Δf in kHz	Δf/f
13	21,45 — 21,75	300	1,4%
16	17,75 — 17,85	100	0,6%
20	15,10 — 15,35	250	1,7%
25	11,70 — 11,90	200	1,7%
30	9,50 — 9,70	200	2,1%
40	7,20 — 7,30	100	1,4%
50	6,00 — 6,20	200	3,3%

La maniera più semplice per ridurre la variazione di capacità consiste nel collegare un condensatore fisso in serie o in parallelo al condensatore variabile: vedere figura 1a e 1b. Consideriamo dapprima in circuito di fig. 1a. C_n sta a rappresentare le capacità parassitarie del circuito; C_{dmin} è invece la capacità residua del condensatore variabile.

Senza C_p, la corsa completa del condensatore variabile porterebbe la capacità dal valore $C_n + C_{dmin}$ al valore $C_n + C_{dmax}$.

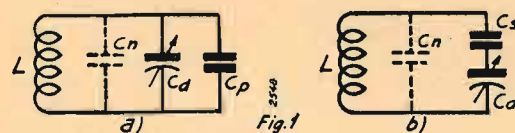



Fig. 1 - Nel circuito dell'oscillatore, composto della bobina L *e del condensatore variabile* C_d, *si può montare un condensatore fisso in parallelo* (C_p *in a*) *oppure in serie* (C_s *in b*) *al condensatore variabile.* C_n *rappresenta le capacità parassite del circuito.*

Praticamente si può considerare che sia

$$C_n = 30 \text{ pF}$$
$$C_{dmin} = 10 \text{ pF}$$
$$C_{dmax} = 450 \text{ pF}$$

di modo che la variazione massima della frequenza del circuito è di $\sqrt{480/40} = 3,5$ volte. Se si tiene conto della presenza di C_p, il rapporto tra le capacità massime e minime diventa:

$$\frac{C_p + C_n + C_{dmax}}{C_p + C_n + C_{dmin}}$$

Si vede dunque che una capacità C_p sufficientemente grande permette di portare ad un valore arbitrariamente piccolo la variazione di frequenza corrispondente alla corsa completa del condensatore variabile. Nell'esempio citato basterà prendere $C_p = 11000$ pF per ottenere $\Delta f/f = 2\%$.

Considerando in modo analogo la fig. 1b, si trova che il medesimo risultato può essere ottenuto collegando in serie a C_d un condensatore C_s di valore sufficientemente piccolo; nell'esempio citato per avere $\Delta f/f = 2\%$ occorrerebbe porre $C_s \cong 4,2$ pF.

Nel primo caso la capacità totale del circuito è molto grande; nel secondo essa è molto piccola. Per questa ragione i due procedimenti non possono essere usati tali e quali ora descritti. Infatti la capacità totale del circuito non deve essere troppo piccola poichè in tal caso le capacità parassite della bobina e dei collegamenti, spesso variabili per effetto di temperatura e di altri agenti esterni, costituiscono una parte troppo rilevante della capacità totale. Come conseguenza si avrebbe una eccessiva instabilità della frequenza del circuito.

D'altronde, se si considera il circuito oscillatore di una supereterodina, è necessario che la capacità del circuito non sia troppo elevata poichè allora sarebbe troppo difficile far oscillare il circuito.

Questo principio è posto in chiaro dallo schema della fig. 2. Ad una data tensione alternata di griglia corrisponde una corrente anodica egualmente alternata. Quest'ultima genera nel circuito LC una tensione alternata; a sua volta si produce nella bobina di reazione L_t un'altra tensione alternata. Affinchè l'oscillazione non sia smorzata è necessario che quest'ultima tensione sia almeno uguale alla tensione di griglia iniziale. Questa sarà tanto più grande quanto più stretto è l'accoppiamento tra L e L_t e quanto maggiore è l'impedenza parallelo del circuito LC. Alla pulsazione di risonanza ω il valore di questa impedenza è $R = \frac{Q}{\omega C}$, essendo Q il fattore di merito della bobina. In onde corte, affinchè il circuito oscilli, sarà necessario che l'accoppiamento sia tanto più stretto quanto maggiore è la capacità C. Dal punto di vista costruttivo non è facile realizzare un accoppiamento fisso di reazione, tanto più che per la sintonizzazione ad una più grande capacità C corrisponde una più piccola induttanza L.

Fig. 2 - Schema di principio dell'oscillatore di un ricevitore supereterodina.

Per le onde considerate queste considerazioni portano a concludere che la capacità totale del circuito deve essere compresa tra 150 e 250 pF circa. Per soddisfare questa condizione e quella del dato rapporto $\Delta C/C$, basta aggiungere al condensatore variabile due condensatori fissi C_p e C_s (vedere figura 3). Per questo circuito la capacità totale in corrispondenza delle posizioni di minimo e di massimo del condensatore variabile è data da:

$$\left.\begin{aligned} C_1 &= C_n + \cfrac{1}{\cfrac{1}{C_s} + \cfrac{1}{C_{dmin} + C_p}} \\ C_2 &= C_n + \cfrac{1}{\cfrac{1}{C_s} + \cfrac{1}{C_{dmax} + C_p}} \end{aligned}\right\} \qquad (1)$$

Si possono porre dei valori determinati per C_1 e C_2 e quindi

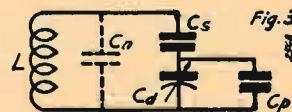



Fig. 3 - Schema col quale è possibile ridurre la variazione della capacità del condensatore variabile C_d *ad un valore arbitrario qualsiasi, permettendo inoltre di assicurare il valore di capacità globale prescritto per il circuito.*

per la capacità del circuito e per le variazioni di essa. Le equazioni [1] permettono allora di calcolare i richiesti valori di C_p e C_s. Per ottenere con i valori già citati di C_n, C_{dmin}, C_{dmax} i risultati

$$C_1 = 162 \text{ pF} \quad \text{e} \quad C_2 = 171 \text{ pF}$$

occorre quindi porre

$$C_s = 160 \text{ pF} \quad \text{e} \quad C_p = 750 \text{ pF}.$$

Se si stabilisce di dilatare per tutta la corsa del condensa-

tore la gamma di frequenze Δf di ciascuna delle bande della tav. I (oltre una piccola zona di riserva) occorre prescrivere per ciascuna banda un valore diverso di C_1 e di (oppure di) C_2, poichè secondo la tavola I, $\Delta f/f$ che è uguale a $\frac{1}{2}(C_2 - C_1)/C_1$, è più piccolo per le onde più corte rispetto alle altre. Per non complicare esageratamente il commutatore d'onda, si utilizza la stessa combinazione di valori C_p e C_s per tutte le bande. L'allargamento uniforme delle varie bande si ottiene ponendo in parallelo al circuito una piccola capacità supplementare nelle onde più corte (il che corrisponde all'aumento di C_n dell'equazione 1). In tal modo nelle onde più corte si viene ad avere una maggiore capacità in parallelo al circuito. Questo fatto è particolarmente importante nei riguardi della stabilità giacchè si fa in modo che nelle onde più corte le capacità residue vengano ad esercitare una funzione meno importante nel circuito.

Anche considerando lo stesso fattore di allargamento su tutte le bande sarà necessario derivare su C_n una piccola capacità di regolazione per permettere l'allineamento. E' poi evidente che, data la piccola influenza che le variazioni di capacità durante l'uso hanno sulla frequenza del circuito, sia superfluo un qualsiasi ulteriore ritocco del compensatore.

Poniamo inoltre in evidenza che è favorevole utilizzare per tutte le bande la medesima combinazione C_p e C_s, poichè solo così è possibile impiegare la stessa scala per tutti gli apparecchi fabbricati in serie. Alle frequenze elevate la sintonizzazione è fortemente influenzata dalle induttanze parassite dei collegamenti tra C_d, C_s e C_p, i quali possono variare da apparecchio ad apparecchio. Nella banda dei 13 metri una differenza di 1 mm. nei fili di collegamento (corrispondente ad una variazione di induttanza di 0,001 μH) modifica la taratura della scala di 15 kHz.

Poichè le capacità C_s e C_p sono fisse, i collegamenti possono essere molto corti di modo che le induttanze parassite siano facilmente ripetibili da apparecchio ad apparecchio.

ALTRE PARTICOLARITA' DI MONTAGGIO.

Poichè C_p e C_s sono fissi e costanti per le varie bande, il commutatore d'onda deve unicamente assicurare l'inserzione delle capacità supplementari prima esaminate e la bobina richiesta per la banda. Quanto più grande è il numero delle posizioni del commutatore, tanto più difficile è la sua costruzione. Nella realizzazione sperimentale ci si è accontentati di 5 bande e precisamente delle prime 5 della tavola I, poichè per le altre due la normale sintonizzazione presenta poche difficoltà. Anche con sole 5 bande si riscontra una difficoltà: quella di sistemare le 5 bobine fisse.

Nella nostra realizzazione le bobine sono montate a due a due in schermi metallici normalizzati. Ciascuno schermo comporta un aumento di spazio e quindi delle dimensioni del ricevitore. Per ridurre queste è necessario ridurre al minimo il numero delle bobine. Scegliendo nella gamma disponibile, C_s e C_p in modo tale che la regolazione nella banda dei 30 metri si possa effettuare con la bobina della gamma 13-50 metri, e ponendo delle bobine in parallelo per le altre bande, si è giunti a limitare a quattro il numero delle bobine necessarie per tutta la gamma delle onde corte.

Finora abbiamo considerato solo il circuito dell'oscillatore che è il più importante per quanto riguarda l'allargamento di banda. Come è già stato detto la sintonizzazione nella banda allargata si effettua per mezzo del condensatore variabile usuale. I condensatori variabili che servono alla sintonizzazione degli altri due circuiti (amplificatore di AF e antenna) sono montati sullo stesso albero di quello dell'oscillatore. Anche gli atri due circuiti debbono essere accordati — almeno approssimativamente — sulla banda desiderata.

Questa apparente complicazione si risolve automaticamente applicando il principio di allargamento di banda anche agli altri due circuiti. L'accordo di questi si effettua pure con l'inserzione di induttanze fisse e l'esplorazione della banda viene ottenuta col condensatore variabile usuale, previa inserzione in serie e in parallelo di due condensatori fissi C_p e C_s, in tutto similmente a quanto è stato fatto per l'oscillatore. I tre commutatori necessari al cambio di banda sono montati sullo stesso asse e comandati da una unica manopola. In tal modo si è ottenuta una notevole semplificazione della manovra, pur avendo ottenuto un allargamento di banda migliore di quello degli altri sistemi già citati.

In ultima analisi la manovra è analoga a quella richiesta per le onde lunghe e le onde medie.

E' vero che l'applicazione dell'allargamento di banda comporta l'uso di un più elevato numero di bobine e di condensatori fissi rispetto al caso di allargamento applicato al solo circuito oscillatore. L'inconveniente è però compensato totalmente dalla maggiore semplicità di manovra nonchè da altri sensibili vantaggi.

In assenza di allargamento, cioè quando l'esplorazione di tutta la gamma delle onde corte viene ottenuta con una sola bobina e per variazione della capacità del condensatore variabile, la capacità del circuito deve crescere proporzionalmente al quadrato della lunghezza d'onda. Ne viene che, secondo l'espressione già citata $R = Q/\omega C$, l'impedenza del circuito oscillatore è più piccola alle maggiori lunghezze d'onda; per conseguenza si verifica una diminuzione di efficienza dell'oscillatore o di amplificazione nello stadio amplificatore.

Per contro, con l'allargamento di banda, avendosi una induttanza per ciascuna banda, si può scegliere una capacità ugualmente piccola per tutte le gamme o addirittura, più piccola per le onde più lunghe in modo che nell'insieme si ottenga una maggior amplificazione e quindi un miglior rapporto segnale-fruscio.

Questo vantaggio è reso evidente dal fatto che i circuiti di alta frequenza non richiedono una estrema precisione e per essi quindi non sono preoccupanti le variazioni di capacità. Perciò per una pari aliquota di capacità parassite ci si potrà accontentare di una capacità globale inferiore. Nel nostro caso le capacità fisse C_p e C_s — ciascun circuito comprende una sola coppia di valori per tutte le bande — sono dimensionate in modo tale che la capacità totale del circuito è di 80 pF circa, mentre che a 30 metri, senza allargamento, si avrebbero circa 180 pF.

Concludendo si può dire che il sistema di allargamento di banda ora descritto, nonostante richieda l'impiego di un elevato numero di bobine e di condensatori fissi, presenta incontestabili vantaggi. Non solo la sintonizzazione — come in tutti i sistemi di allargamento a condensatori fissi — è insensibile alle vibrazioni meccaniche ed ai fenomeni di microfonicità, ma per di più la manovra offre le stesse caratteristiche della sintonizzazione dei trasmettitori ad onde lunghe e medie; inoltre l'allargamento di banda descritto non richiede dispositivi meccanici costosi e dà luogo ad un rapporto migliore del segnale rispetto al fruscio.

(D. G.).

SCHEMI INDUSTRIALI

UNDA-RADIO S. A. - COMO | Mod. TRI UNDA 535-536

TRIUNDA 535

CARATTERISTICHE: In tutto simili al 533, salvo l'aggiunta dell'occhio magico applicato sulla valvola V2, come da schema sotto riportato. Sopramobile. Peso, compreso l'imballo Kg. 9,9. Dimensioni: 490 × 440 × 300 mm.

ELENCO MATERIALE: In tutto simile al telaio *Tri Unda 533*, salvo le seguenti aggiunte:
C29 - Condensatore 0,05 μF D.1411.13
Y - Indicatore di sintonia Lesa Mod. D.

TENSIONI: come per telaio 533.
Disposizioni valvole, condensatori e nuclei per tarature come per 533.

APPLICAZIONE FONOGENO A *TRI UNDA 533* E *535*:

Per l'applicazione del fonogeno, procedere alle connessioni come da schema sotto riportato, dove:

È consigliabile l'uso di un fonogeno con braccio e testina in bachelite.

C30 - 10.000 pF D. 1411.10 C31 - 50.000 pF D. 1411.13
C32 - 50.000 pF D. 1411.13 R14 - 20.000 Ω ¼ Watt.

NB. - *L'interruttore Radio-Fono deve essere isolato dalla massa del telaio.*

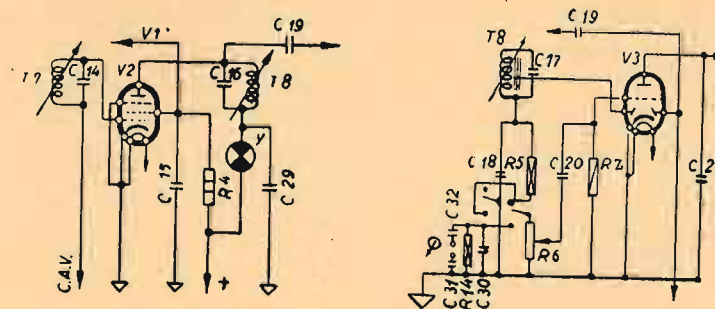
CONNESSIONI ALL'ALTOPARLANTE *TRI UNDA 533, 535* E *536*:

I collegamenti dovranno essere eseguiti nel seguente modo:

Sez. bobina campo: Collegamento rosso-verde al collegamento nero bobina eccitazione.
Collegamento bianco-verde al collegamento rosso bobina eccitazione.

Sez. bobina mobile: Collegamento bleu anti-hum al collegamento di sinistra bobina mobile.
Collegamento rosso anti-hum al collegamento nero trasformatore d'uscita.
Collegamento destro bobina mobile, al collegamento bleu-bianco trasformatore d'uscita.

TRI UNDA 536

Radio fonografo delle stesse caratteristiche del 535. Peso compreso l'imballo Kg. 40. Dimensioni 88 × 66 × 44 cm.

SCHEMI INDUSTRIALI

UNDA-RADIO S. A. - COMO | Mod. TRI UNDA 533

CARATTERISTICHE: Ricevitore supereterodina a 5 valvole, 3 campi d'onda, così distribuiti: Onde medie - da 520 a 1560 KHz (576-192,5 metri) Onde corte 1º - da 5,825 a 10,9 MHz (51,5-27,5 metri) Onde corte 2º - da 10,15 a 18,4 MHz (29,5-16.5 metri). Cambiamento di frequenza con valvola 6A8GT. Amplificazione di M.F. con pentodo 6K7G. Demodulazione lineare mediante un diodo della bidiodotriodo 6Q7G. Regolazione di C.A V. su due stadi, ottenuto con l'altro diodo della stessa valvola. Amplificazione finale con valvola 6V6G a fascio elettronico. Controllo manuale di volume combinato con l'interruttore generale. Regolazione di tono. Potenza di uscita: 3,5 Watt. Sensibilità 20 μV. Selettività: 40 dB a 9 KHz. Media frequenza 450 KHz. Consumo 55 Watt. Peso compreso l'imballo Kg. 9,5. Dimensioni: 450 × 270 × 240 mm.

ELENCO MATERIALE:

SIGLA	DENOMINAZIONE	TIPO	SIGLA	DENOMINAZIONE	TIPO
T 1	Trasformatore A. F. o. c. 2º	U. 7401	C 19	Condensatore 25 pF.	+–10% Mo
T 2	» » o. c. 1º	U. 7151	C 20	» 2000 pF.	D. 1411.6
T 3	» » onde medie	U. 7051	C 21	» 200 pF.	D. 1411.2
T 4	Bobina oscillatrice » »	U. 7092	C 22	» 10000 pF.	D. 1411.10
T 5	» » o. c. 1º	U. 7252	C 23	» 10 μF.	D. 2014.2
T 6	» » o. c. 2º	U. 7502	C 24	» 3000 pF.	D. 1411.7
T 7	Trasformatore M. F. 1º stadio	U. 6001	C 25	» 5000 pF.	D. 1411.8
T 8	» » 2º stadio	U. 6012	C 26	» 8 μF.	D. 2014.18
T 9	» uscita	U. 5001	C 27	» 8 μF.	D. 2014.18
T 10	» alimentazione	U. 4000	C 28	» 5000 pF.	D. 1411.8
S 1	Bobine di campo 1200 Ω		R 1	Resistenza 10000 Ω ½ W	O
AP	Altoparlante	U. 3002	R 2	» 50000 Ω ¼ W	O
	Cono altoparlante	U. 3001.1	R 3	» 15000 Ω 1 W	O
C 1	Condensatore 2000 pF.	D. 1411.6	R 4	» 30000 Ω 2 W	O
C 2	Compensatore	U. 2001	R 5	» 50000 Ω ¼ W	O
C 3	»	U. 2001	R 6	Potenziom. Lesa 0,5 MΩ Mod. AEY	U. 1231
C 4	»	U. 2001	R 7	Resistenza 7 MΩ ½ W	O
C 5	Condensatore 0,1 μF.	D. 1411.14	R 8	» 0,25 MΩ ½ W	O
C 6	» variabile	D. 3416 12	R 9	Potenziom. Lesa 0,5 MΩ Mod. G	U. 1234
C 7	» 430 pF.	+–2% Mo	R 10	Resistenza 250 Ω 1 W	O
C 8	Compensatore	U. 2001	R 11	» 2 MΩ ½ W	O
C 9	»	U. 2001	R 12	» 1 MΩ ¼ W	O
C 10	»	U. 2001	R 13	» 25 Ω 1 W	+–5% O
C 11	Condensatore 50 pF.	+–5% Mo	V 1	Valvola 6A8	Fivre
C 12	» 1000 pF.	+–5% Mo	V 2	» 6K7	»
C 13	» 200 pF.	+–2% Mo	V 3	» 6Q7	»
C 14	» 200 pF.	+–2% Mo	V 4	» 6V6	»
C 15	» 0,25 μF.	D. 1411.15	V 5	» 6X5	»
C 16	» 200 pF.	+–2% Mo	V 6	Lampadina illuminazione	Oron 389 R
C 17	» 200 pF.	+–2% Mo		Commutatore d'onda	U. 1301
C 18	» 100 pF.	+–5% Mo		Quadrante cristallo	U. 11001.11

TENSIONI: misurate fra massa e piedini delle valvole.

VALVOLA	CATODO	GRIGLIA 2	SCHERMO	PLACCA	GRIGLIA	FILAMENTO
6 A 8	—	150	100	255	3	6.3
6 K 7	—	—	100	255	3	6.3
6 Q 7	—	—	—	85	1	6.3
6 V 6	12,5	—	255	235	—	6.3
6 X 5	340	—	—	—	—	6.3

Corrente totale: 65-70 mA. Tensione anodica totale: 340 V. C. d. T. nella bobina di campo: 80 V.

RIPARATORI ATTENZIONE !

L'APPARECCHIO À UN CAPO DELLA RETE COLLEGATO AL TELAIO

Disposizione compensatori e nuclei per la taratura

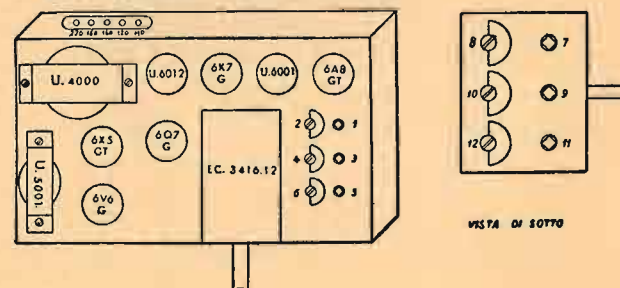
Parte vista di sopra *(Parte ingresso):*

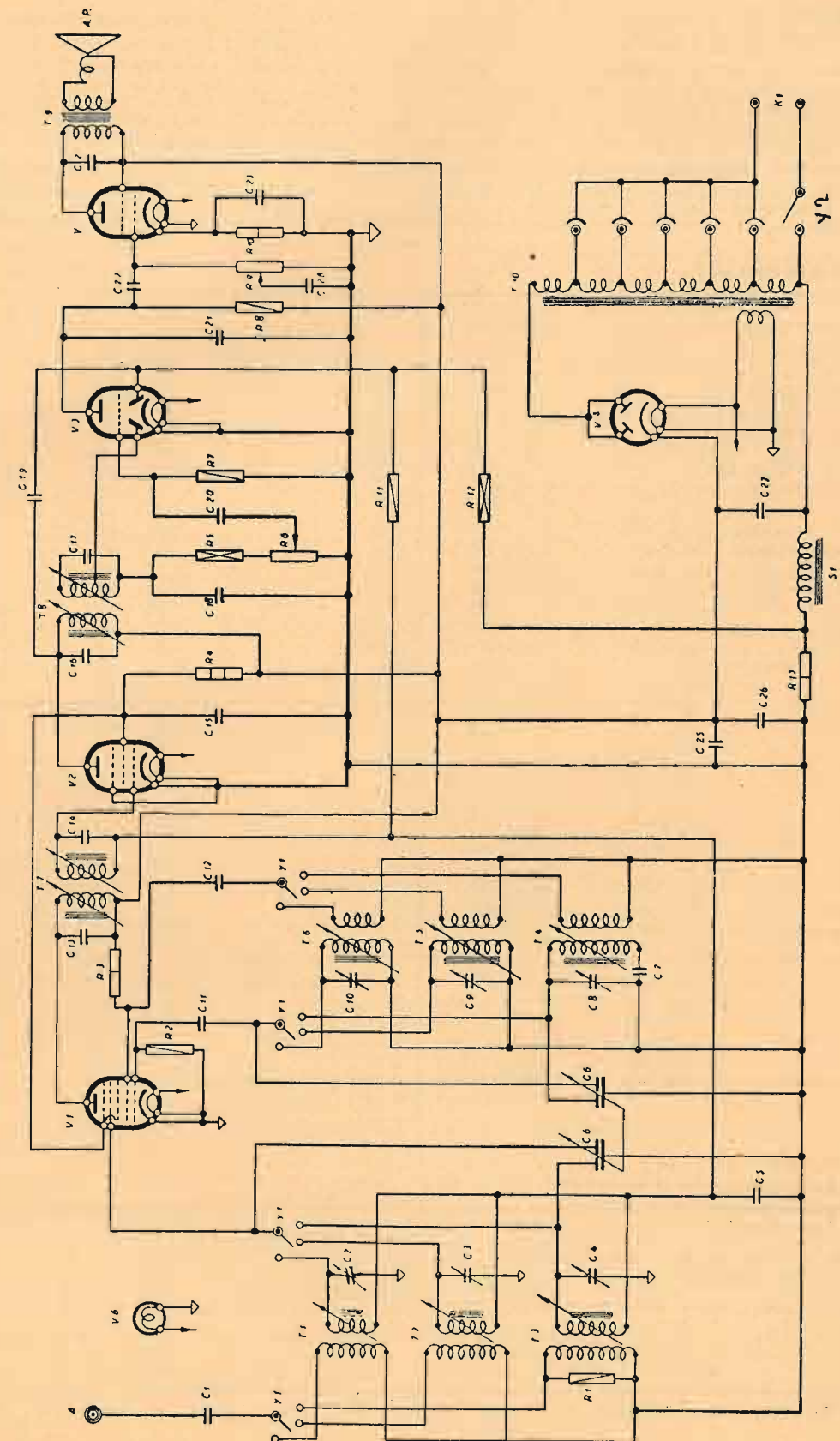
1 - Nucleo Bobina O.C.2
2 - Compensatore O.C.2
3 - Nucleo Bobina O. M.
4 - Compensatore O. M.
5 - Nucleo Bobina O.C.1
6 - Compensatore O.C.1

Parte vista di sotto *(Parte oscillatore):*

7 - Nucleo Bobina O.C.1
8 - Compensatore O.C.1
9 - Nucleo Bobina O. M.
10 - Compensatore O. M.
11 - Nucleo Bobina O.C.2
12 - Compensatore O.C.2

DISPOSIZIONE DELLE VALVOLE

VISTA DI SOTTO

SCHEMI INDUSTRIALI

UNDA-RADIO S. A. - COMO | Mod. TRI UNDA 533

SCHEMI INDUSTRIALI

UNDA-RADIO S. A. - COMO | Mod. PENTAUNDA 651

CARATTERISTICHE: Ricevitore supereterodina a 6 valvole per i seguenti campi d'onda: 1º - da 150 a 400 KHz (2000-750 metri). 2º - da 515 a 1560 KHz (192-583 metri). 3º - da 5,8 a 9 MHz (51,6-33 metri). 4º - da 9.3 a 14 MHz (32,3-21,5 metri). 5º - da 14,9 a 22 MHz (20,2-13,6 metri). Cambiamento di frequenza con valvola 6A8GT e oscillatore separato. Valvola oscillatrice locale 6K7G. Amplificazione di M. F. con pentodo 6K7G. Demodulazione lineare mediante un diodo del biditriodo 6Q7G. C.A.V. ottenuto a mezzo dell'altro diodo della stessa valvola. Amplificazione finale con tetrodo tipo 6V6G. Controllo di selettività e sensibilità a graduazione visiva. Controllo manuale di potenza a graduazione visiva combinato con l'interruttore generale. Regolatore di tono a gradazione visiva graduato con l'interruttore voce. Potenza di uscita indistorta 4,5-5 Watt. Sensibilità 15 μV. Selettività a 40 dB di attenuazione: 6 KHz. Media frequenza 450 KHz. Consumo 70 Watt. Peso compreso l'imballo Kg. 19. Dimensioni: 585 × 350 × 300 mm.

ELENCO MATERIALE:

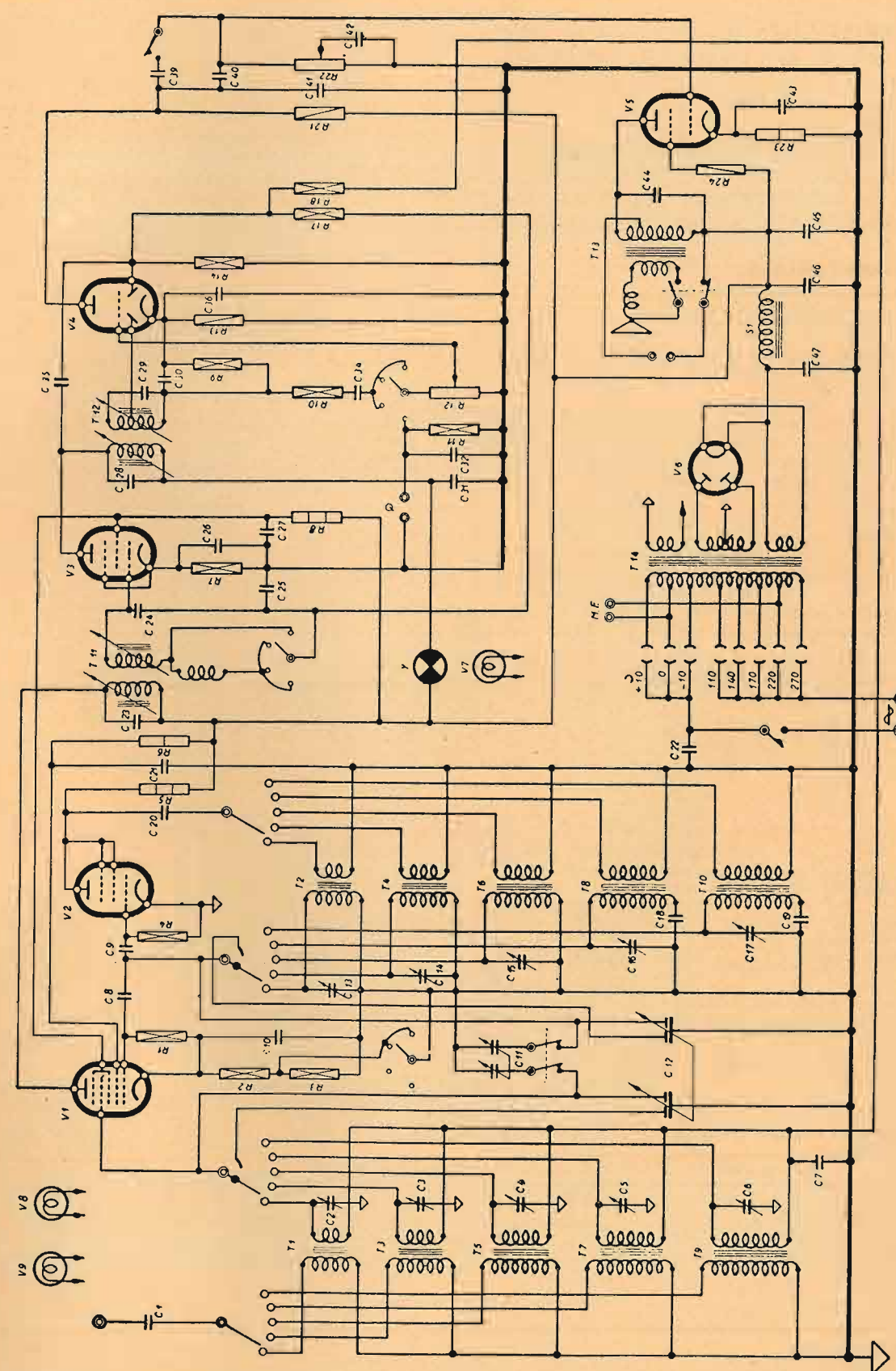
SIGLA	DENOMINAZIONE	TIPO	SIGLA	DENOMINAZIONE	TIPO
T 1	Bobina ingresso o. c. 3º	U. 7651	C 25	Condensatore 0,05 μF	EC. 1411.13
T 2	» oscillatrice o. c. 3º	U. 7751	C 26	» 0,1 μF	EC. 1411.14
T 3	» ingresso o. c. 2º	U. 7402	C 27	» 0,1 μF	EC. 1411.14
T 4	» oscillatrice o. c. 2º	U. 7503	C 28	» 200 pF ± 2 %	mica arg.
T 5	» ingresso o. c. 1º	U. 7152	C 29	» 200 pF ± 2 %	mica arg.
T 6	» oscillatrice o. c. 1º	U. 7253	C 30	» 50 pF	EC. 1411.13
T 7	» ingresso o. m.	U. 7051	C 31	» 0,05 μF	EC. 1411.10
T 8	» oscillatrice o. m.	U. 7092	C 32	» 10000 pF	EC. 1411.6
T 9	» ingresso o. l.	U. 7001	C 34	» 2000 pF	mica arg.
T 10	» oscillatrice o. l.	U. 7021	C 35	» 25 pF	EC. 2014.2
T 11	Media frequenza 1º Stadio	U. 6002/A	C 36	» 10 μF	EC. 1411.10
T 12	» » 2º Stadio	U. 6012/A	C 39	» 0,01 μF	EC. 1411.4
T 13	Trasformatore uscita	5202	C 40	» 500 pF	EC. 1411.2
T 14	» alimentazione	4203	C 41	» 200 pF	EC. 1411.8
S 1	Bobina eccitazione 1500 Ω ± 5 %	3100.7/A	C 42	» 5000 pF	EC. 2014.10
C 1	Condensatore 2000 pF	EC. 1411.6	C 43	» 25 μF	EC. 1411.7
C 2	» 30 pF	U. 2001	C 44	» 3000 pF	EC. 1411.8
C 3	» 30 pF	U. 2001	C 45	» 5000 pF	2911
C 4	» 25 pF	U. 2003	C 46	» 16 μF	2911
C 5	» 25 pF	U. 2003	C 47	» 16 μF	
C 6	» 30 pF	U. 2001	R 1	Resistenza 50000 Ω ¼ W	
C 7	» 0,05 μF	EC. 1411.13	R 2	» 150 Ω ¼ W	
C 8	» 50 pF	mica arg.	R 3	» 2000 Ω ¼ W	
C 9	» 50 pF	mica arg.	R 4	» 50000 Ω ¼ W	
C 10	» 0,05 μF	EC. 1411.13	R 5	» 15000 Ω 2 W	
C 11	» 2 × 20 pF	U, 2041	R 6	» 15000 Ω 1 W	
C 12	» variab. 2 × 78 +		R 7	» 250 Ω ¼ W	
	2 × 456 pF	EC. 3416.11	R 8	» 25000 Ω 2 W	
C 13	» 5 pF	U. 2007	R 9	» 0,3 MΩ ¼ W	
C 14	» 15 pF	U. 2005	R 10	» 0,04 MΩ ¼ W	
C 15	» 15 pF	U. 2005	R 11	» 20000 Ω ¼ W	
C 16	» 5 pF	U. 2007	R 12	Potenziometro 1 MΩ	PDI
C 17	» 30 pF	U. 2001	R 13	Resistenza 4000 Ω ½ W	
C 18	» 430 pF	± 2 % Mo	R 14	» 1 MΩ ¼ W	
C 19	» 150 pF	± 2 % Mo	R 17	» 1 MΩ ¼ W	
C 20	» 1000 pF	mica arg.	R 18	» 1 MΩ ¼ W	
C 21	» 0,05 μF	EC. 1411.13	R 21	» 0,25 MΩ ½ W	
C 22	» 0,01 μF	EC. 1411 10	R 22	Potenziometro 0,5 MΩ	AEY
C 23	» 200 pF ± 2 %	mica arg.	R 23	Resistenza 250 Ω 1 W	
C 24	» 200 pF ± 2 %	mica arg.	R 24	» 100 Ω ½ W	

TENSIONI: misurate fra la massa ed i piedini delle valvole.

VALVOLA	CATODO	GRIGLIA SCH.	PLACCA OSCILL.	PLACCA	FILAMENTO
6A8G	2	100	170	250	6.2
6K7G	—	—	—	100	6.2
6K7G	2	100	—	225	6.2
6Q7G	1	—	—	130	6.2
6V6G	11	250	—	235	6.2
5Y3G	380	—	—	380	5.-

Corrente anodica totale: circa 85 mA. Tensione anodica totale: circa 380 Volt.

SCHEMI INDUSTRIALI

UNDA-RADIO S. A. - COMO | Mod. PENTAUNDA 651

ATTIVITÀ DELLA U. N. I.

L'UNIFICAZIONE DEI SEGNI MATEMATICI, DELLE UNITA' GEOMETRICHE E MECCANICHE FONDAMENTALI, DELLE UNITA' DI PRESSIONE E RISPETTIVE ABBREVIAZIONI

La Commissione mista per l'unificazione delle grandezze, delle unità di misura e dei simboli, costituitasi qualche anno fa per accordo tra l'UNI, il Consiglio Nazionale delle Ricerche ed il Comitato Elettrotecnico Italiano, nella quale collaborano eminenti personalità della scienza e della tecnica, sottopone a pubblica inchiesta sotto forma di progetti di unificazione gli opuscoli UNI 0500 — Unità geometriche fondamentali e loro abbreviazioni; 0501 — Segni matematici; 0502 — Unità di pressione e loro abbreviazioni.

E' superfluo illustrare l'importanza che ha in generale l'unificazione di tale materia; importanza non soltanto teorica, come potrebbe a tutta prima sembrare, ma anche e più particolarmente pratica.

In relazione al suo particolare carattere è già previsto di fare due stralci dell'unificazione dei segni matematici appena sarà diventata definitiva.

Uno di tali stralci dovrà servire per la scuola elementare, l'altro per quella media.

Infatti la scuola è chiamata in modo particolare a beneficiare dell'unificazione in parola ed a divulgarla.

L'unificazione dell'opuscolo UNI 0501 è di carattere generale ed introduttivo. Essa si propone la definizione di un quadro prospettico delle unità geometriche e di quelle meccaniche fondamentali, di uso più frequente; sono pertanto escluse le unità meno usate nonchè quelle meccaniche derivate.

Unità ora trascurate saranno prese in considerazione quando si studierà l'unificazione di quelle proprie di singoli campi della scienza e della tecnica: acustica, ottica, elettrotecnica, ecc.

Alcuni punti del progetto meritano considerazioni particolari, così ad esempio l'uso, accanto alla denominazione micron (abbreviazione μ) di quelle micrometro (abbreviazione μm) avente analogia con le dizioni ed abbreviazioni degli altri sottomultipli del m. Maggiore attenzione richiamerà certamente la questione relativa alle unità di forza e peso ed all'unità di massa. Nel progetto, al proposito, risulta ben chiara la separazione fra le unità di forza e peso e quelle di massa. Si ritenne opportuno distinguere bene le une dalle altre pure nelle rispettive abbreviazioni.

Una volta di più si sono notati gli inconvenienti derivanti dall'uso dello stesso nome chilogrammo per indicare tanto la massa quanto il peso del blocchetto campione conservato a Sèvres.

Le questioni e le possibili soluzioni in materia, come l'opportunità di escludere le unità cavallo ora e cavallo, sono illustrate nella relazione che accompagna il progetto.

L'opuscolo UNI 0502 indica le unità di pressione più frequentemente usate sia nel campo scientifico sia in quello tecnico. In vista dello scopo dell'unificazione, cioè l'adozione di un'unica unità di pressione, viene raccomandato l'uso dell'unità del sistema M. K. S. (metro, chilogrammo-massa, secondo), cioè del newton al metro quadrato (Nw/^{2}) nonchè dei suoi multipli e sottomultipli, poichè essa rappresenta l'unità di pressione direttamente derivata dai prototipi internazionali conservati a Sèvres.

Particolarmente indicato per le applicazioni è il multiplo decanewton al centimetro quadrato in quanto assai prossimo sia all'unità: chilogrammo-peso al centimetro quadrato, sia alla vecchia unità: atmosfera. Il progetto, nel mentre raccomanda di evitare l'uso delle unità non legate in modo decimale al sistema M. K. S., quali il millimetro di mercurio (torr) e l'atmosfera, indica però anche i rapporti fra le varie unità elencate.

Tutti e tre i progetti sono presentati all'inchiesta pubblica che è aperta a tutti gli interessati. Il termine utile per la presa in considerazione delle evenuali osservazioni, da inviarsi all'UNI (Piazza Diaz, 2 - Milano) scade il 31 ottobre 1944.

SEGNALAZIONE DI BREVETTI

« Perfezionamenti nei radioricevitori per segnali telegrafici o simili trasmessi a mezzo di frequenze portanti »
C. LORENZ A. G., a Berlin-Tempelhof (Germania) (7-656).

« Procedimento per compensare il disaccordo di uno stadio di valvola causato dalla sostituzione nel circuito di una valvola elettronica, che varia la capacità del circuito anodico e mette con ciò fuori di sintonia il circuito di uscita »
LA STESSA (7-656).

« Perfezionamenti nei radio-apparecchi funzionanti con onde di elevata frequenza »
LA STESSA (7-657).

« Disposizione di circuito per generare correnti di elevata frequenza a forma di denti di sega pe rtubi a raggi catodici »
LA STESSA (7-657).

« Dispositivo per la sintonizzazione simmetrica di bobine di autoinduzione »
LA STESSA (7-657).

« Innovazioni nei microfoni antivibrativi »
FERULANO O., a Napoli (7-657).

« Perfezionamenti ai metodi di eccitazione di sistemi oscillanti nella costruzione dei soccorritori selettivi »
FIRMMA E., a Roma (7-657).

« Soccorritore radioelettrico per l'inserzione automatica nella rete di alimentazione di apparecchiature radiofoniche o elettriche in genere »
POMO R., a Milano (7-657).

« Radioricevitore panoramico, ossia apparecchio per il rilevamento, l'ascolto e la registrazione contemporanei immediati e continui di tutte le emissioni radio che avvengono entro una determinata gamma di onda »
STORARI L., a Milano (7-660).

« Dispositivo di protezione per i condensatori elettrolitici negli apparecchi radiofonici »
BARBAGALLO E., a Livorno (8-759).

« Perfezionamento nei dispositivi di scarica elettronica, particolarmente per l'amplificazione elettronica di immagini di televisione e simili »
FERNSEH G.m.b.H., a Berlin-Zehlendorf (8-760).

« Perfezionamento nei dispositivi per la deviazione di raggi catodici, specialmente per scopi di televisione »
LA STESSA (8-760)

« Sistema di radiotrasmissione per telefonia in duplice »
FIDES GESELL. FUER DIE VERWALTUNG UND VERWERTUNG VON GEWERBLICHEN SCHUTZRECHTEN m.B.H., a Berlino (8-761).

« Sistcma di trasmissione a frequenze portanti, in ispecie per radio trasmissioni modulate di frequenza »
LA STESSA (8-761)

« Sistema di trasmissione per tele-indicatore di posizione »
S.A.F.A.R. SOC. AN. FABBRICAZIONE APPARECCHI RADIOFONICI & PINNA M., a Milano (8-765)

« Antenna verticale specialmente per sistemi radiogoniometrici secondo i principi di Adcock »
TELEFUNKEN GESELL. FUER DRAHTLOSE TELEGRAPHIE m.b.H., a Berlino (8-766)

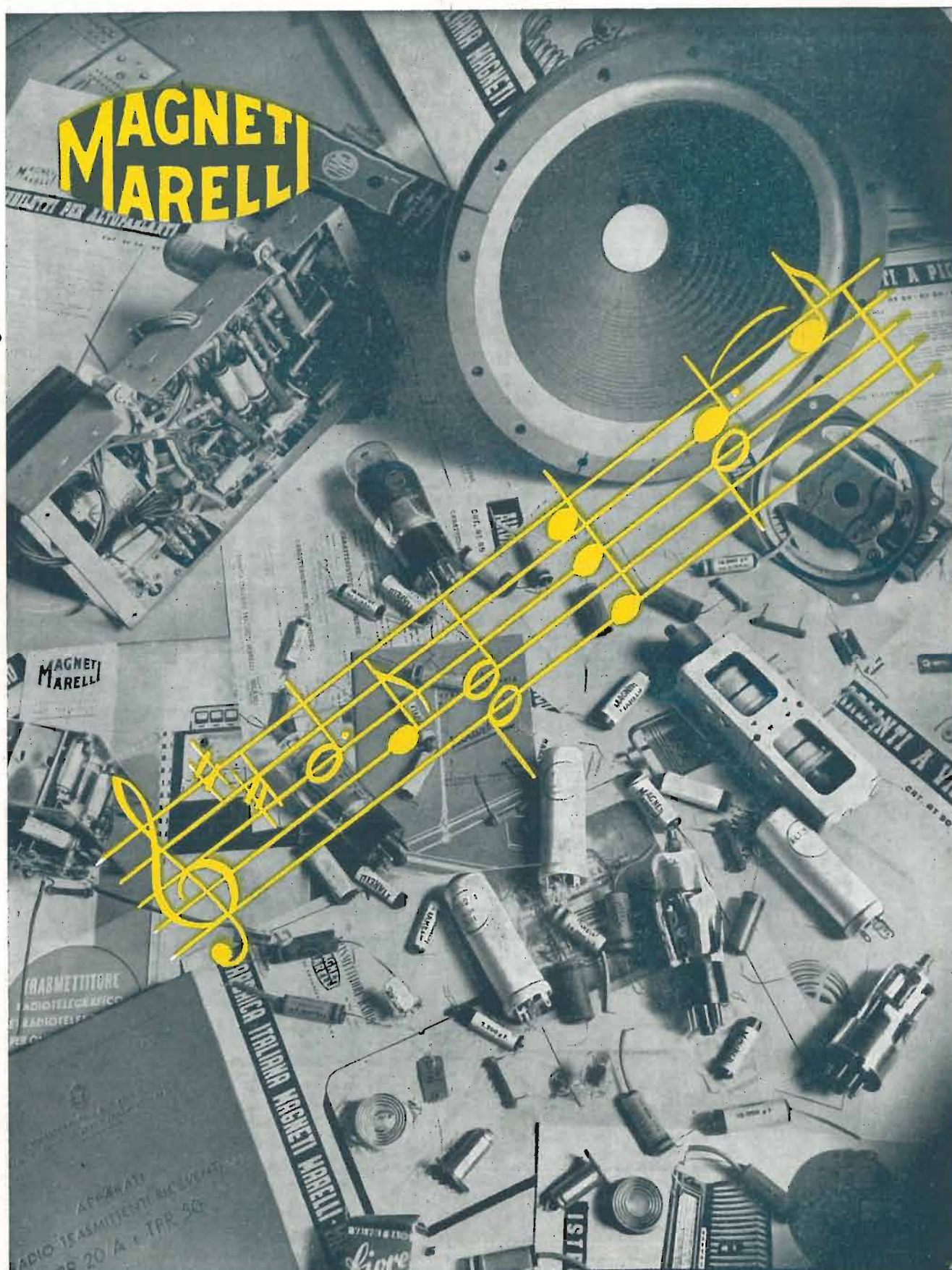
« Attacco spina per correnti alternate o continuc inseribile in qualunque senso, unita ad un circuito automatico per la commutazione dalle correnti alternate alle correnti continue atto per gli apparecchi in genere »
TENTONI T. & MASONI R., a Roma (8-766)

Copia dei succitati brevetti può procurare: l'ING. A. RACHELI - Studio Tecnico per brevetti di Invenzione - Modelli - Marchi - Diritto d'Autore - Ricerche - Consulenza. — MILANO - Via P. Verri, 7 - Telef. 70.018 Succursale: ROMA - Via Nazionale, 46 - Telef. 485.431.

ED. « IL ROSTRO », Via Senato, 24 - Milano

Dott. ing. SPARTACO GIOVENE - *direttore resp.*

Autorizzazione Ministero Cultura Popolare N. 1744 del 7 Gennaio 1944-XXII

Tipografia STEFANO PINELLI - Milano
Via Farneti 8 - Telef. 273-955

FABBRICA ITALIANA MAGNETI MARELLI · MILANO